

Decodificatori PAL

Decoder PAL a valvole

Attualmente i decoder degli apparecchi TVC commerciali sono quasi completamente a transistori. Se ci permettiamo di illustrare questo decoder a valvole è perchè pensiamo che il tecnico che si accinge per la prima volta a realizzare un decoder sarà molto facilitato se esso potrà « lavorare » con quegli elementi che gli sono tanto familiari e cioè con le valvole.

Questo « decoder » PAL è equipaggiato interamente con valvole e può quindi usufruire della tensione di alimentazione già esistente nel televisore in bianco e nero.¹ Il decoder comprende:

- 1) *L'amplificatore del segnale di crominanza, il circuito della linea di ritardo e i demodulatori sincroni* realizzati ciascuno con due diodi. La commutazione a frequenza di riga della componente (R—Y) viene effettuata tra la linea di ritardo ed il successivo amplificatore della stessa componente (R—Y) del segnale di crominanza.
- 2) *Un amplificatore « gated »* del burst che fornisce sia la tensione per il controllo automatico del guadagno dell'amplificatore del segnale di crominanza (C.A.C.) sia il segnale del burst ai rivelatori della fase del burst.
- 3) *Un rigeneratore della portante* del colore pilotato mediante cristallo di quarzo. La frequenza e la fase di quest'oscillatore vengono mantenute uguali a quelle della portante soppressa in trasmissione mediante un controllo automatico del tipo « a valvola a reattanza ».
- 4) *Il circuito di commutazione a righe alternate e i circuiti di identificazione della fase* unitamente al circuito che sopprime il colore (killer).
- 5) *Il circuito matrice del verde e gli amplificatori differenza di colore.*

Prima di descrivere dettagliatamente ciascuna di queste parti, sarà utile esporre i motivi che hanno suggerito questo particolare progetto.

2. CONSIDERAZIONI GENERALI

Una delle principali differenze tra il « decoder » NTSC e il « decoder » PAL che ci accingiamo a illustrare è questa: nel « decoder » NTSC il segnale di crominanza viene per prima cosa demodulato, e come effetto di questa demodulazione si ottiene *la separazione* dei segnali B—Y e R—Y in video frequenza; Nel decoder PAL invece il segnale di crominanza *prima* viene separato nelle componenti a 4,43 MHz (B—Y) e (R—Y).² Queste a loro volta vengono demodulate con il risultato di avere anche in questo caso i segnali B—Y e R—Y in video frequenza.

Nel sistema NTSC se la fase del segnale di riferimento non è corretta, l'uscita del demodulatore (R—Y) conterrà anche una porzione del segnale del burst in quanto l'uscita zero si ha soltanto quando il burst si trova in perfetta « quadratura » con il vettore (R—Y). Questa porzione del segnale del burst potrà essere rivelata e potrà fornire un segnale di correzione per l'oscillatore locale.

In un ricevitore PAL incorporante la linea di ritardo non è possibile applicare questo sistema di correzione della fase del segnale di riferimento. Nel « decoder » PAL infatti all'uscita del demodulatore (R-Y) non è presente alcuna informazione del burst che possa essere usata per correggere la fase del segnale di riferimento (oscillatore locale portante colore) nel caso che quest'ultimo non abbia la fase giusta. Ovviamente, la componente del burst è presente nel canale del segnale (B-Y); ciononostante il demodulatore (B-Y) non è in grado di fornire un'utile infor-

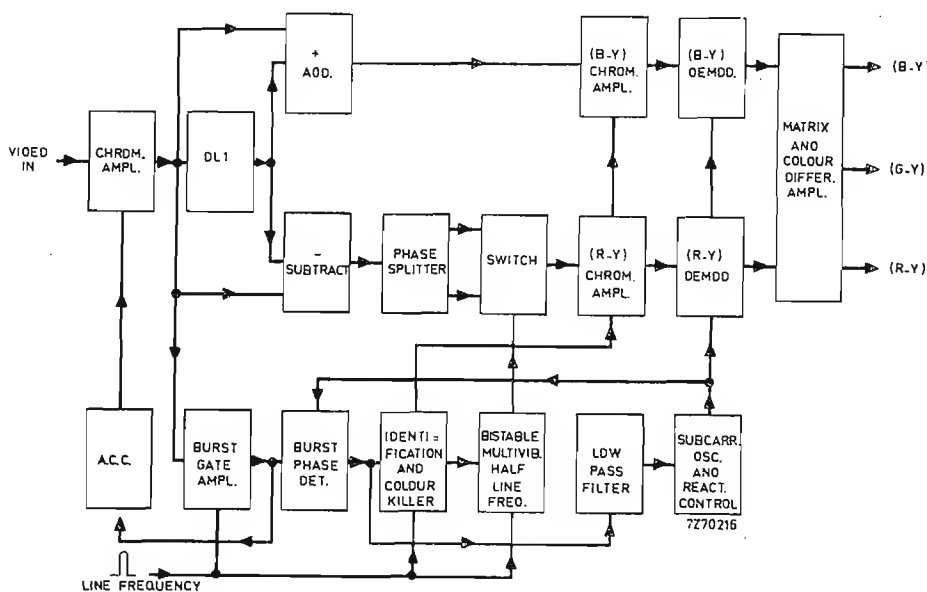
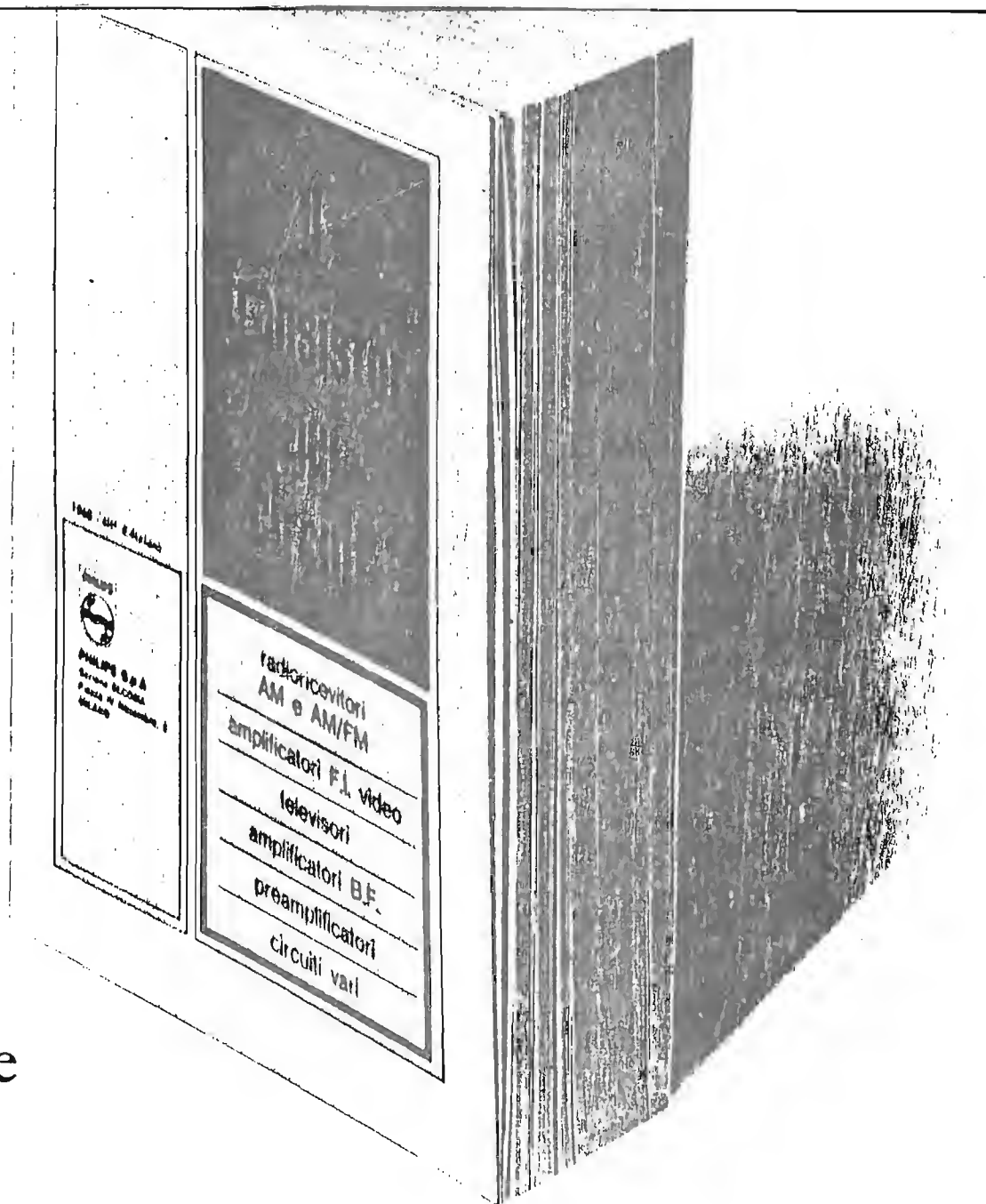


Fig. 1 - Circuito a blocchi del circuito di decodifica PAL.

Pagina mancante

Pagina mancante

« DAL LABORATORIO
APPLICAZIONI ELCOMA
PHILIPS »



3^a edizione

La terza edizione di questo manuale che ha incontrato tanto successo tra i tecnici Radio e TV contiene in più rispetto alle precedenti edizioni i seguenti circuiti:

- Amplificatore B.F. da 1,4 W 7,5 V con circuito integrato TAA 263
- Amplificatore da 4 W 18 V con circuito integrato TAA 320
- Amplificatore HI-FI da 25 W con transistor BD 123
- Registratore transistorizzato con amplificatori separati
- Registratore con circuito integrato TAA 310

Sono stati inseriti inoltre i dati tecnici completi dei semiconduttori impiegati nei circuiti descritti. Il volume pertanto dalle 254 pagine della II^a edizione, passa a 754 pagine.

Può essere richiesto alla:

Biblioteca tecnica PHILIPS
P.zza IV Novembre 3 - 20124 Milano
Prezzo L. 1500



Il potenziometro R_{10} , consente di regolare il punto di lavoro dei pentodi in maniera da assicurare la migliore messa in passo (tracking) tra i segnali di luminanza e di cromaticità.

4.6. Controllo della saturazione

Abbiamo visto che il circuito sopradescritto assicura il miglior « tracking » tra i segnali di luminanza e di cromaticità; ciononostante è necessario poter disporre anche di qualche mezzo che permetta di regolare la saturazione indipendentemente dal contrasto. Ciò è dovuto al fatto che l'ampiezza del burst trasmesso è soggetta a variazioni che possono superare i limiti ammessi. Siccome il segnale del burst viene usato nel ricevitore come base di riferimento per controllare l'ampiezza del segnale di cromaticità (tramite il C.A.C.) è logico supporre che questo « spread » dell'ampiezza del burst non mancherà di influire anche sulla saturazione del colore. Oltre a ciò si dovrà tener in giusto conto anche la graduale diminuzione dell'amplificazione dei vari stadi dovuta all'invecchiamento delle valvole. Questa necessaria regolazione viene attuata dal potenziometro R_9 , che controlla il guadagno dell'amplificatore del burst (pentodo V_{12}).

Siccome il C.A.C. mantiene costante la tensione di uscita dell'amplificatore del burst, il funzionamento del controllo del guadagno produrrà automaticamente una variazione della tensione d'ingresso. In questo modo, varierà anche la tensione d'ingresso degli amplificatori di cromaticità (i pentodi V_{2a} e V_{3a}).

La tensione soglia del C.A.C. è stata scelta in maniera che l'ampiezza del segnale di uscita sull'anodo del pentodo V_{12} rimanga costante indipendentemente dalla posizione in cui si trova il potenziometro R_9 .

5. II CIRCUITO IN DETTAGLIO

5.1. L'amplificatore di cromaticità

Per il pieno pilotaggio degli amplificatori differenza di colore è richiesto un segnale d'ingresso (barre di colore) con un valore minimo di 100 mV da picco a picco.

I valori tipici di amplificazione tra i vari punti del circuito sono i seguenti:

dalla griglia controllo all'anodo della V_{1a}	40
dalla griglia di V_{1b} all'ingresso della linea di ritardo	0,25
dall'ingresso della linea di ritardo alla griglia controllo di V_{2a}	0,3
dalla griglia controllo all'anodo di V_{2a}	20
dalla griglia controllo all'anodo di V_{3a}	20

La fig. 3 indica la curva passa-banda misurata dall'ingresso dell'amplificatore (punto a) al circuito anodico del pentodo V_{12} . La fig. 4 indica la curva di controllo del guadagno. Il ritardo del segnale nel passaggio attraverso l'intero amplificatore di cromaticità, inclusi i demodulatori e gli stadi finali, ammonta a 500 ns.

Ad eccezione della trappola a F.I. audio a (5,5 MHz) posta all'ingresso dell'amplificatore, tutti i circuiti accordati sono fatti con bobine fisse poco costose e con basso fattore di qualità (basso Q). Ciò allo scopo di eliminare la laboriosa procedura di taratura che diversamente esse richiederebbero.

Per impedire un indesiderato aumento del ritardo della linea, viene usato un trasformatore con un minimo di capacità dispersa; oltre a ciò, l'induttanza di tale trasformatore è tale che questa indesiderata capacità viene quasi completamente neutralizzata.

Cura particolare si dovrà avere per impedire che l'irradiazione proveniente dal rigeneratore della sottoportante raggiunga l'ingresso e i circuiti di cromaticità che precedono il commutatore-invertitore di fase; una tale interazione potrebbe dar luogo in righe successive a « scatti » alterni, positivi e negativi, del segnale differenza di colore del rosso (R—Y).

5.2. Amplificatore del burst

Nell'amplificatore del burst sono tipici i seguenti valori:

segnale d'ingresso con regolatore di saturazione al massimo	3 V_{pp}
segnale d'ingresso con regolatore di saturazione al minimo	1 V_{pp}
segnale d'uscita con regolatore di saturazione al minimo	30 V_{pp}

La tensione di uscita a onda quadra del rivelatore di fase del burst applicata al circuito di identificazione ha un valore picco-picco di 2,5 V.

Il circuito accordato anodico del pentodo V_{12} è formato da una induttanza fissa e da un trimmer che serve a regolare la fase del burst. Il cablaggio del rivelatore della fase del burst dovrà essere fatto con particolare cura. Ciò allo scopo di impedire che i segnali di riferimento ad esso applicati vengano irradiati verso il circuito anodico dell'amplificatore del burst; ciò significa che le capacità di cablaggio dei diodi D_{14} e D_{15} debbono essere simmetriche.

5.3. Rigeneratore della sottoportante

Nel circuito per la rigenerazione della sottoportante c'è da notare che il circuito anodico del triodo V_{7b} viene accoppiato al demodulatore (B—Y) mediante una rete di adattamento al posto di un avvolgimento aggiuntivo posto sulla bobina bilare. Questa modifica consente di usare identici circuiti demodulatori per i segnali (R—Y) e (B—Y).

5.4. Commutatore PAL e circuiti di identificazione

Il segnale a onda quadra che fa entrare in conduzione alternativamente i diodi commutatori D_3 e D_4 ha un valore picco-picco di 6 V. Il valore massimo picco-picco del segnale di cromaticità è 0,6 V.

L'ampiezza degli impulsi di riga applicati al multivibratore bistabile non è critica. Il multivibratore, tra le altre funzioni, ha anche quella di fornire un segnale a onda quadra al rivelatore della fase del segnale di identificazione (diodi D_{23} e D_{24}).

Per rendere sicura sia l'identificazione che il funzionamento dei circuiti di soppressione del colore il segnale di identificazione alla griglia del triodo V_{1b} deve avere un valore minimo di 0,5 V da picco a picco. Ciò significa che il valore picco-picco del segnale d'ingresso del pentodo V_{12} deve essere almeno 50 mV; se c'è molto rumore, ci vorrà un segnale ancora maggiore.

Quando non c'è segnale, il rivelatore di fase dell'identificazione dovrà avere una tensione di uscita zero; il valore tipico in presenza di un buon segnale d'ingresso, è —8 V. In assenza di segnale, la tensione tipica d'uscita del rivelatore del soppressore del colore (D_{27}) è —12 V.

Per il circuito risonante accordato a metà frequenza di riga viene usata un'induttanza fissa ed un condensatore. Il fattore di merito è soltanto 3.

5.5. Gli amplificatori dei segnali differenza di colore

Gli amplificatori differenza di colore sono equipaggiati con la PCL 84, che permette di ottenere migliori prestazioni per ciò che riguarda sia il guadagno che la larghezza di banda. Le tensioni di uscita ottenibili dipendono dalla tensione di alimentazione. Con tensione di alimentazione di 245 V, gli amplificatori finali forniranno i seguenti valori di tensione:

Amplificatore (B—Y): ingresso 8 V_{pp}	uscita 200 V_{pp}
Amplificatore (R—Y): ingresso 6 V_{pp}	uscita 160 V_{pp}
Amplificatore (V—Y): ingresso 20 V_{pp}	uscita 90 V_{pp}

Questi valori furono misurati impiegando un segnale a barre di colori saturi. Gli amplificatori hanno una larghezza di banda di circa 1 MHz. Per assicurare la costanza del bilanciamento del bianco, tali amplificatori dovranno essere accoppiati al cinescopio mediante circuiti « clamping ».

6. MESSA A PUNTO

La messa a punto dovrà essere fatta con quest'ordine: — accordo della trappola-audio nell'amplificatore di cromaticità

- matrice della linea di ritardo
- amplificatore del burst
- bilanciamento del rivelatore della fase del burst
- frequenza della sottoportante
- fase e ampiezza del segnale di riferimento del demodulatore
- rapporto tra i segnali differenza di colore (R—Y) e (B—Y)
- messa in passo dei segnali differenza di colore all'uscita rispetto al contrasto del segnale di luminanza.

La sequenza delle operazioni dovrà essere la seguente:

Si applica all'ingresso un segnale video (barre di colore) con valore di circa 1 V da picco a picco. Il regolatore della saturazione sarà girato, tutto antiorario (in queste condizioni il guadagno dell'amplificatore del burst sarà massimo).

I demodulatori saranno ora accordati in maniera da ottenere una tensione di riferimento con discreta ampiezza. Ciò potrà essere controllato collegando un oscilloscopio al

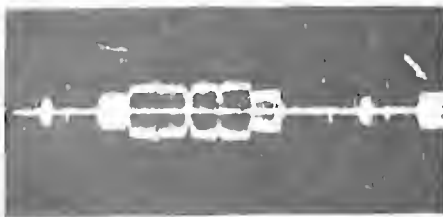
condensatore di accoppiamento C_{17} del demodulatore (R—Y), e assicurandosi che i demodulatori (B—Y) e (R—Y) siano accordati in maniera che su questo punto si abbia la massima ampiezza del segnale.

Successivamente si sincronizza l'oscillatore. Per far ciò si collega a massa *temporaneamente* la griglia controllo del pentodo V_{11} , e si porta a zero la tensione sul cursore del potenziometro di bilanciamento R_{61} . A questo punto, si toglie la massa dalla griglia e si regola il trimmer C_{18} in modo che l'oscillatore agganci e la tensione sul cursore cada di nuovo a zero.

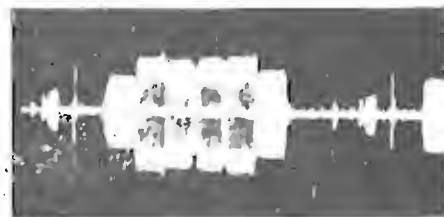
Fatto ciò si passa alla messa a punto della linea di ritardo. Ci sono vari sistemi, ne descriveremo due:

Si toglie il segnale di crominanza d'ingresso ad eccezione del segnale del burst; l'oscillatore rimarrà quindi agganciato. Si applica successivamente il segnale dell'oscillatore all'ingresso della linea di ritardo collegando un condensatore (supponiamo da 100 pF) tra il condensatore di

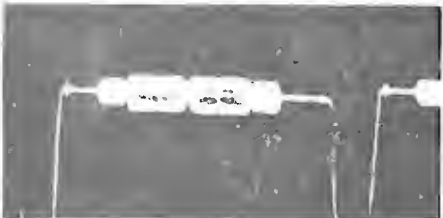
OSCILLOGRAMMI RICAVALI SUI VARI PUNTI DEL CIRCUITO



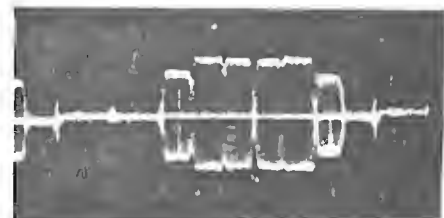
Punto 1a — Segnale di crominanza sulle griglia dal primo amplificatore di crominanza (ascissa = 10 μ s/div.; ordinata = 0,5 V/div.).



Punto 1b — Segnale di crominanza sulla griglia dal triodo V_{11} (ascissa = 10 μ s/div., ordinata = 2 V/div.).



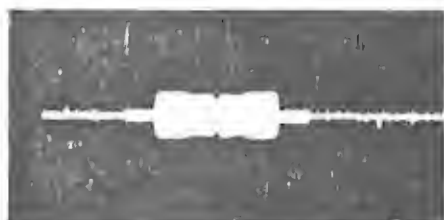
Punto 2 — Segnale di crominanza sovrapposto al segnale del blanking (ascissa = 10 μ s/div., ordinate = 0,5 V/div.).



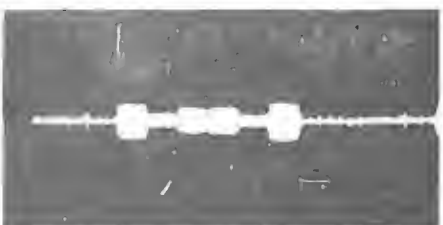
Punto 3 — Segnale d'ingresso al circuito matrice dalla linea di ritardo (ascissa = 1 μ s/div., ordinate = 0,5 V/div.).



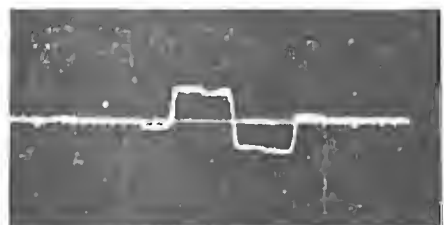
Punto 4 — Segnale a metà frequenza di riga destinato al pilotaggio del commutatore alternativo dal segnale (R—Y). Il commutatore è formato dai diodi D_1 e D_2 . (ascissa = 20 μ s/div., ordinate = 2 V/div.).



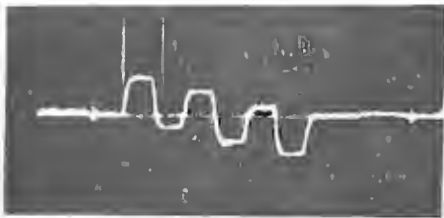
Punto 5 — Componenta (R—Y) del segnale di crominanza sulla griglia dall'amplificatore V_{11} (ascissa = 10 μ s/div., ordinate = 0,5 V/div.).



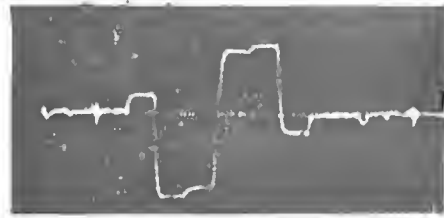
Punto 6 — Componente (B—Y) del segnale di crominanza sulla griglia dell'amplificatore V_{11} (ascissa = 10 μ s/div., ordinata = 0,5 V/div.).



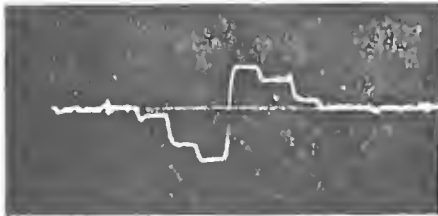
Punto 7 — Segnale differenza di colore (R—Y) sulla griglia dell'amplificatore V_{11} (ascissa = 10 μ s/div., ordinate = 5 V/div.).



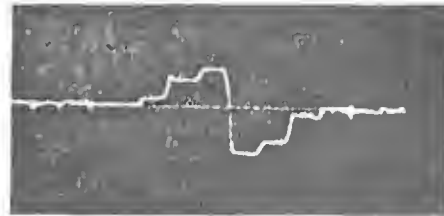
Punto 8 — Segnale differenza di colore B—Y a video frequenza sulla griglia dell'amplificatore V_{6a} (ascissa = $10 \mu\text{s}/\text{div.}$, ordinata = $5 \text{ V}/\text{div.}$).



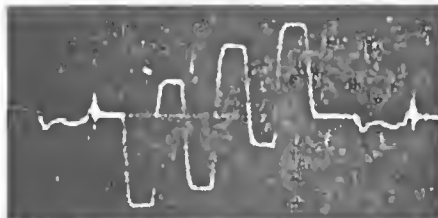
Punto 9 — Segnale differenza di colore R—Y a video frequenza sulla griglia controllo del cinescopio (ascissa = $10 \mu\text{s}/\text{div.}$, ordinata = $50 \text{ V}/\text{div.}$).



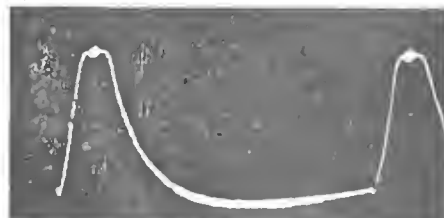
Punto 10 — Segnale differenza di colore G—Y a video frequenza sulla griglia controllo del cinescopio (ascissa = $10 \mu\text{s}/\text{div.}$, ordinata = $\text{V}/\text{div.}$).



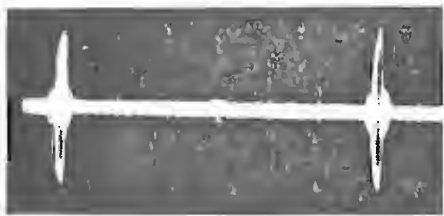
Punto 11 — Segnale differenza di colore G—Y sulla griglia dell'amplificatore V_{6b} (ascissa = $10 \mu\text{s}/\text{div.}$, ordinata = $10 \text{ V}/\text{div.}$).



Punto 12 — Segnale differenza di colore B—Y sulla griglia controllo dal cinescopio (ascissa = $10 \mu\text{s}/\text{div.}$, ordinata = $50 \text{ V}/\text{div.}$).



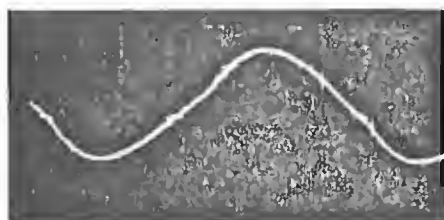
Punto 13 — Segnale di crominanza sovrapposto sull'impulso « gating » all'ingresso dell'amplificatore dal burst (ascissa = $10 \mu\text{s}/\text{div.}$, ordinata = $10 \text{ V}/\text{div.}$).



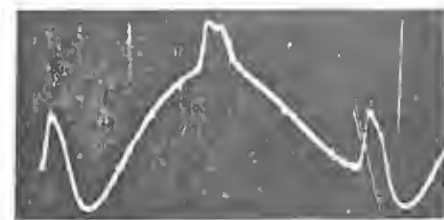
Punto 14 — Segnale d'uscita dell'amplificatore « gated » del burst (ascissa = $10 \mu\text{s}/\text{div.}$, ordinata = $10 \text{ V}/\text{div.}$).



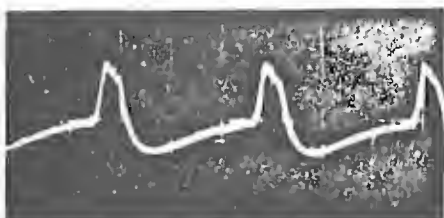
Punto 15 — Segnale ad onda quadra proveniente dal rivelatore della fase del burst (ascissa = $20 \mu\text{s}/\text{div.}$, ordinata = $2 \text{ V}/\text{div.}$).



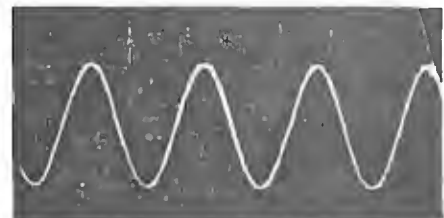
Punto 16 — Segnale « derivato » dal segnale ad onda quadra del punto 15 mediante il circuito risonante $C_{71} - L_{16}$ (ascissa = $20 \mu\text{s}/\text{div.}$, ordinata = $20 \text{ V}/\text{div.}$).



Punto 17 — Segnale d'ingresso dall'impulso « gate » di identificazione nel caso di ricezione dal colore (ascissa = $20 \mu\text{s}/\text{div.}$, ordinata = $5 \text{ V}/\text{div.}$).



Punto 17 — Segnale d'ingresso dell'impulso « gate » di identificazione nel caso di ricezione del bianco e del nero (ascissa = $20 \mu\text{s}/\text{div.}$, ordinata = $5 \text{ V}/\text{div.}$).



Punto 18 — Segnale di riferimento del demodulatore (B—Y) (ascissa = $0,1 \mu\text{s}/\text{div.}$, ordinata = $10 \text{ V}/\text{div.}$).



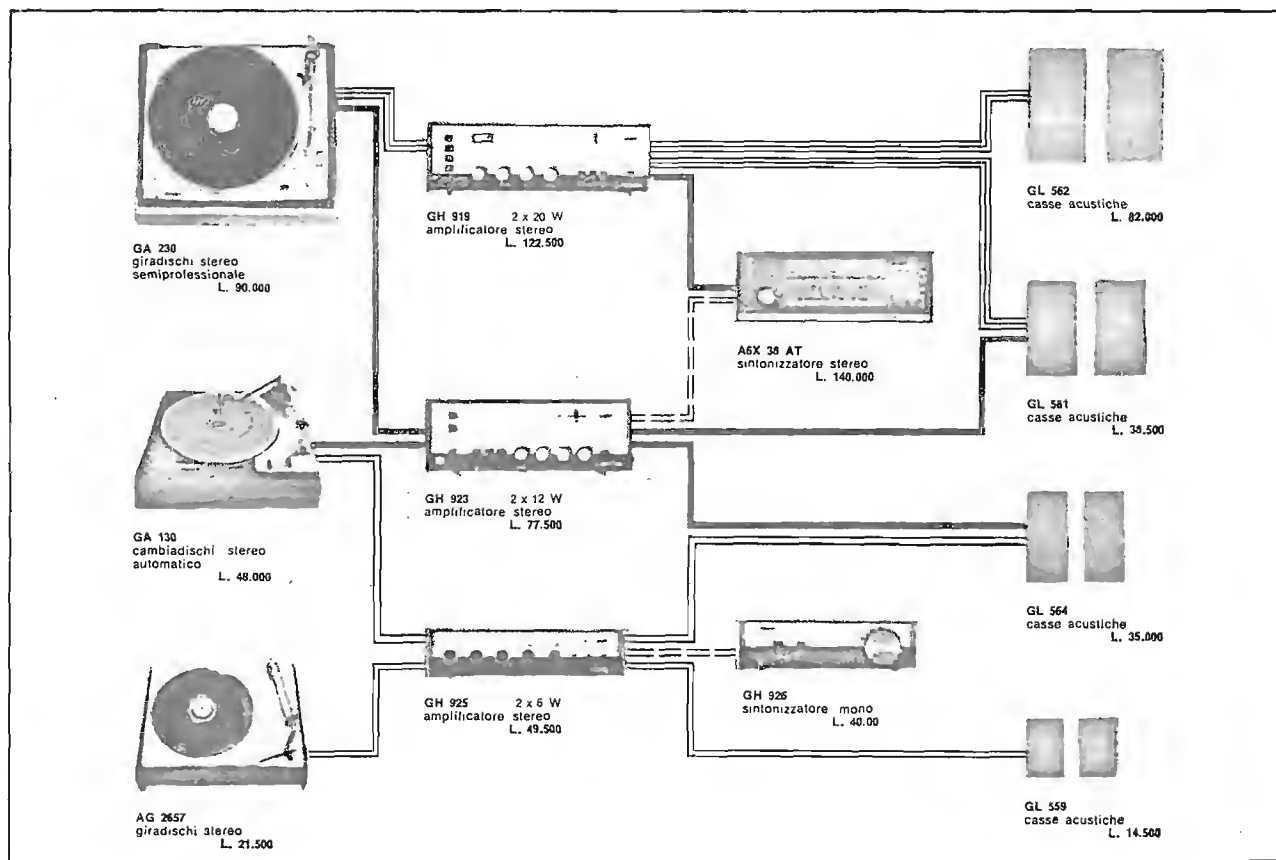
hi
fi
HIGH FIDELITY INTERNATIONAL

ALTA FEDELTA' STEREO PHILIPS

PHILIPS lancia sul mercato mondiale una serie di componenti HI-FI che permettono agli amatori della buona musica di « costruire » un loro complesso HI-FI.
I nuovi apparecchi PHILIPS HI-FI International ricreano l'atmosfera di una grande sala da concerto.

Richiedete cataloghi illustrativi ed informazioni dettagliate alla Filiale PHILIPS della Vostra Regione oppure a:

PHILIPS S.p.A.
Milano - P.zza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94 (int. 198)



accoppiamento C_{17} del demodulatore (R—Y) e l'ingresso della linea di ritardo. Con un oscilloscopio collegato alla griglia controllo del pentodo V_{3a} , si regola il potenziometro R_{12} per la minima ampiezza del segnale a onda quadra osservato sullo schermo dell'oscilloscopio.

Il secondo sistema prevede l'impiego di un segnale a barre colorate. In questo caso, si mette a massa il terminale 6 della linea di ritardo e si osserva sull'oscilloscopio il segnale (B—Y) all'uscita del demodulatore. Il trimmer della fase del burst C_{12} permette di rendere i segnali su righe successive o identici o differenti. In un primo tempo si regola questo trimmer in maniera che questi segnali differiscano considerevolmente tra loro; successivamente si toglie da massa il terminale 6 e si regola il potenziometro R_{12} in maniera da rendere i segnali identici.

A questo punto bisognerà controllare la fase del burst. Si collega di nuovo il terminale 6 della linea di ritardo a massa e si osserva il segnale (R—Y). Si regola il trimmer C_{12} in maniera che i segnali delle righe successive risultino identici. Si riosserva ancora il segnale (B—Y) e, se è necessario, si accorda di nuovo il demodulatore (R—Y) mediante L_7 in maniera da rendere i segnali delle righe successive identici tra loro.

Successivamente si toglie il collegamento a massa del

terminale 6 e si effettuano le rimanenti messe a punto riguardanti: il bilanciamento del segnale differenza di colore di uscita (potenziometro R_{26}), la soppressione della F.I. dell'audio e il « tracking » tra i segnali differenza di colore e l'ampiezza del segnale di luminanza (potenziometro R_{108}). E' bene che si sappia che questo potenziometro influisce sull'ampiezza del segnale differenza di colore specialmente quando il contrasto di luminanza è al minimo. Per meglio effettuare questa taratura è opportuno che il circuito soppressore del colore (killer) venga escluso. Per questo motivo è prevista la possibilità di cortocircuitare C_{82} .

L. CASCIANINI
(Da A. I. Philips)

(1) Questo decoder, può essere adattato al televisore a colori descritto nell'Application Information 238 Philips - ELCOMA. Questo opuscolo viene inviato gratuitamente dietro semplice richiesta alla stessa ditta.

(2) Per meglio intenderci indicheremo i segnali o le componenti (B—Y) e (R—Y) racchiusi tra parentesi quando questi non sono stati ancora demodulati e si trovano su una « portante » a 4,43 MHz. Non racchiusi fra parentesi, e cioè R—Y e B—Y significano demodulati, sono cioè semplici segnali a video frequenza.

RESISTORI

Tutti i resistori sono a carbone: tolleranza $\pm 5\%$, $1/4 W$ salvo diversamente specificato.

R_1	= 150 k Ω	
R_2	= 5.6 k Ω ;	1 W
R_3	= 1 M Ω	
R_4	= 15 k Ω ;	0,5 W
R_5	= 5.6 k Ω	
R_7	= 150 Ω	
R_8	= 33 k Ω	
R_9	= 220 Ω	
R_{11}	= 18 Ω	
R_{12}	= 100 Ω ;	trimmer potenziometrico $\pm 20\%$ 0,15 W
R_{13}	= 82 Ω	
R_{14}	= 82 Ω	
R_{16}	= 5.6 k Ω	
R_{17}	= 5.6 k Ω	
R_{18}	= 100 k Ω ;	0.5 W
R_{19}	= 2.2 k Ω ;	0.5 W
R_{21}	= 15 k Ω ;	1 W
R_{22}	= 5.6 k Ω	
R_{23}	= 5.6 k Ω	
R_{24}	= 6.8 k Ω	
R_{26}	= 47 k Ω ;	trimmer potenziometrico $\pm 20\%$ 0,15 W
R_{27}	= 10 k Ω ;	2 W
R_{28}	= 150 Ω ;	0.5 W
R_{29}	= 15 k Ω ;	1 W
R_{31}	= 39 k Ω ;	1 W
R_{32}	= 82 k Ω ;	0.5 W
R_{33}	= 220 k Ω	
R_{34}	= 10 k Ω ;	0.5 W
R_{36}	= 10 k Ω ;	2 W
R_{37}	= 1.8 k Ω	
R_{38}	= 68 k Ω ;	1 W
R_{39}	= 3.3 k Ω	
R_{41}	= 3.3 k Ω	
R_{42}	= 1.8 k Ω	
R_{43}	= 100 k Ω	
R_{44}	= 180 k Ω	
R_{46}	= 180 k Ω	
R_{47}	= 2.2 M Ω ;	0.5 W, 10 %
R_{48}	= 560 Ω	
R_{49}	= 2.2 k Ω ;	potenz. lineare
R_{51}	= 47 k Ω	
R_{52}	= 6.8 k Ω	
R_{53}	= 330 Ω ;	0.5 W
R_{54}	= 330 Ω ;	0.5 W
R_{56}	= 120 k Ω ;	0.5 W
R_{57}	= 120 k Ω ;	0.5 W
R_{58}	= 2.2 M Ω ;	0.5 W, 10 %
R_{59}	= 2.2 M Ω ;	0.5 W, 10 %
R_{61}	= 470 k Ω ;	trimmer potenziometrico $\pm 20\%$ 0,15 W
R_{62}	= 560 Ω	
R_{63}	= 27 k Ω	
R_{64}	= 3.3 k Ω	
R_{66}	= 18 k Ω	
R_{67}	= 68 k Ω ;	10 %
R_{68}	= 68 k Ω ;	10 %

R_{69}	= 4.7 k Ω	
R_{71}	= 2.2 k Ω	
R_{72}	= 68 k Ω ;	10 %
R_{73}	= 5.6 k Ω	
R_{74}	= 18 k Ω	
R_{75}	= 470 k Ω	
R_{77}	= 27 k Ω	
R_{78}	= 100 k Ω	
R_{79}	= 2.2 k Ω ;	0.5 W
R_{81}	= 15 k Ω ;	1 W
R_{82}	= 10 k Ω	
R_{83}	= 5.6 k Ω	
R_{84}	= 5.6 k Ω	
R_{86}	= 10 k Ω ;	2 W
R_{87}	= 150 Ω	
R_{88}	= 15 k Ω ;	1 W
R_{89}	= 39 k Ω ;	1 W
R_{91}	= 3.3 k Ω	
R_{92}	= 33 k Ω	
R_{93}	= 1 M Ω	
R_{94}	= 47 k Ω	
R_{96}	= 2.7 M Ω ;	10 %
R_{97}	= 2.2 M Ω ;	10 %
R_{98}	= 1 M Ω	
R_{99}	= 39 k Ω	
R_{101}	= 220 k Ω	
R_{102}	= 1 M Ω	
R_{103}	= 39 k Ω	
R_{104}	= 390 k Ω	
R_{106}	= 10 M Ω ;	10 %
R_{107}	= 180 k Ω	
R_{108}	= 100 k Ω ;	trimmer potenziometrico $\pm 20\%$ 0,15 W
R_{109}	= 560 Ω	
R_{111}	= 68 k Ω	
R_{112}	= 470 Ω	
R_{113}	= 56 k Ω ;	1 W
R_{114}	= 1.8 M Ω ;	10 %
R_{116}	= 39 k Ω	
R_{117}	= 10 k Ω ;	1 W
R_{118}	= 1 k Ω	
R_{119}	= 150 k Ω	
R_{121}	= 150 k Ω	

CONDENSATORI

C_1	= 56 pF;	40 V $\pm 2\%$	ceramico
C_2	= 100 nF;	250 V $\pm 20\%$	poliestere
C_3	= 100 nF;	400 V $\pm 20\%$	poliestere
C_4	= 1 nF;	500 V — 20/+ 50 %	ceramico
C_5	= 1 nF;	500 V — 20/+ 50 %	ceramico
C_6	= 100 nF;	250 V $\pm 20\%$	poliestere
C_7	= 10 nF;	400 V $\pm 20\%$	poliestere
C_8	= 470 pF;	500 V $\pm 20\%$	ceramico
C_9	= 470 pF;	500 V $\pm 20\%$	ceramico
C_{11}	= 10 nF;	400 V $\pm 20\%$	poliestere
C_{12}	= 1 nF;	40 V — 10/+ 100 %	ceramico
C_{13}	= 100 nF;	400 V $\pm 20\%$	poliestere
C_{14}	= 1 nF;	500 V — 20/+ 50 %	ceramico
C_{16}	= 180 pF;	500 V $\pm 5\%$	mica



ceramico
poliestere
mica
ceramico
ceramico
ceramico
poliestere
poliestere
ceramico
ceramico
ceramico
ceramico
poliestere
ceramico
poliestere
poliestere
poliestere
ceramico
poliestere
ceramico
ceramico
poliestere
ceramico
ceramico
trimmer ad aria
ceramico
ceramico
poliestere
ceramico
ceramico

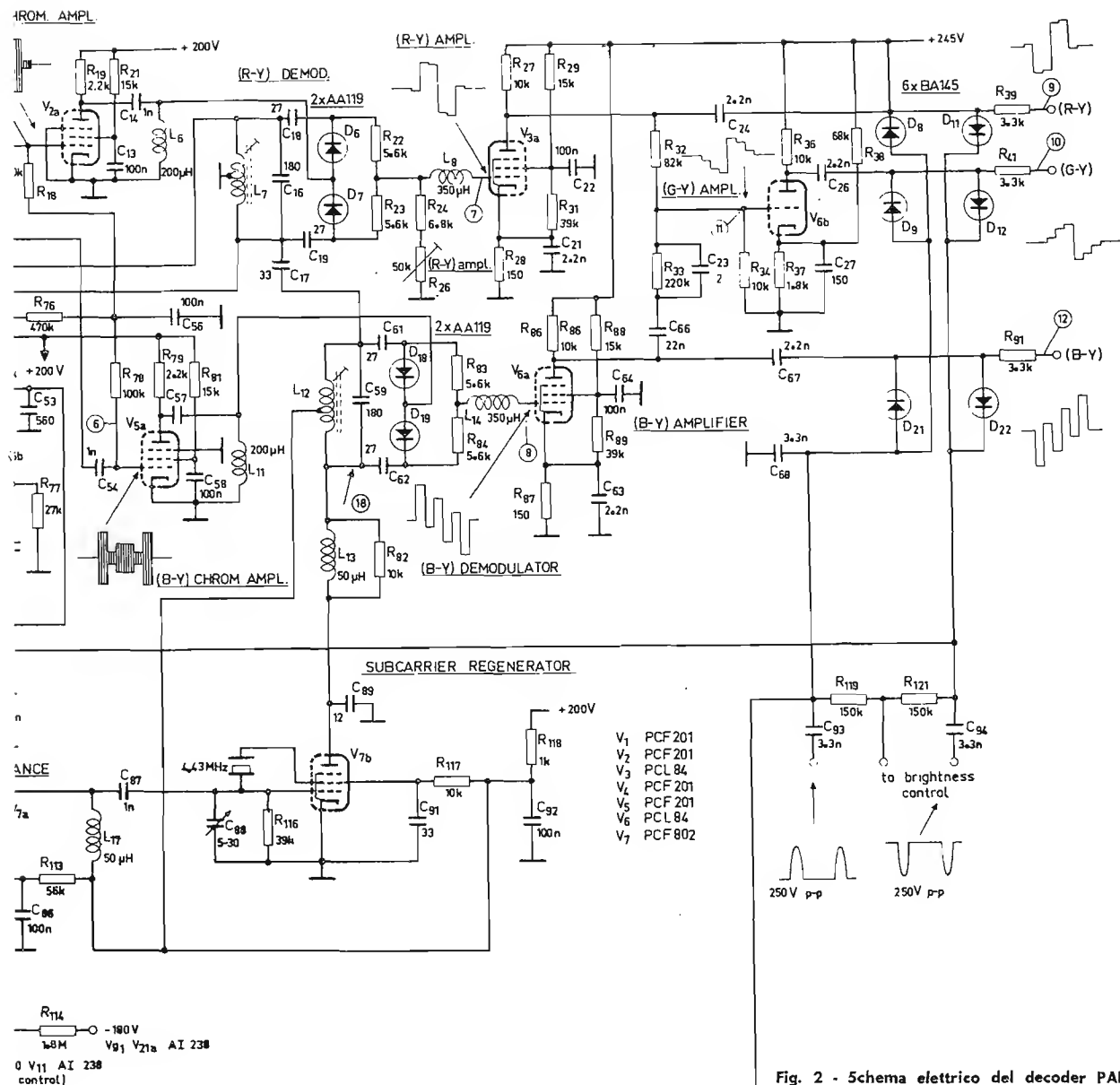


Fig. 2 - Schema elettrico del decoder PAL.

VALVOLE

V₁ = PCF201
V₂ = PCF201
V₃ = PCL84
V₄ = PCF201
V₅ = PCF201
V₆ = PCL84
V₇ = PCF802

DIODI

D₁ = BAY39
D₂ = BA148
D₃ = AA119
D₄ = AA119
D₅ = AA119
D₆ = AA119
D₇ = AA119
D₈ = BA145
D₉ = BA145
D₁₀ = BA145
D₁₁ = BA145
D₁₂ = BA145
D₁₃ = OA85
D₁₄ = BAY39
D₁₅ = BAY39
D₁₆ = OA85
D₁₇ = AA119
D₁₈ = AA119
D₁₉ = AA119
D₂₀ = BA145
D₂₁ = BA145
D₂₂ = BA148
D₂₃ = BA148
D₂₄ = BA148
D₂₅ = BA148
D₂₆ = BA148
D₂₇ = BA148
D₂₈ = OA85

BOBINE

L₁ = 80 spire CuEm (rame smaltato) da 0,2 mm Ø
L = 10 — 240 µH
L₂ = 100 µH; in aria
L₃ = 2 × 60 spire CuEm 0,15 mm Ø
nucleo poliferro 3122 104 90970
supporto 3122 997 71790
L₄ = 100 µH, in aria
L₅ = 200 µH; in aria
L₇ = 2 × 20 spire, CuEm, 0,15 mm Ø
largh. avvolg. 8 mm
Ø avvolg. 5,2 mm

L₈ = 350 µH in aria

L₉ = 50 µH; in aria

L₁₁ = 200 µH; in aria

L₁₂ = 2 × 20 spire, CuEm, 0,15 mm Ø
largh. avvolg. 8 mm
Ø avvolg. 5,2 mm

L₁₃ = 50 µH; in aria

L₁₄ = 350 µH; in aria

L₁₆ = 50 mH; in aria

L₁₇ = 50 µH; in aria

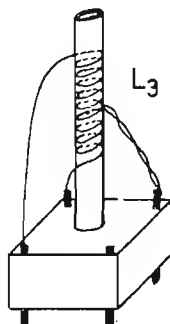


Fig. 5 - Disposizione degli avvolgimenti della bobina L₃.

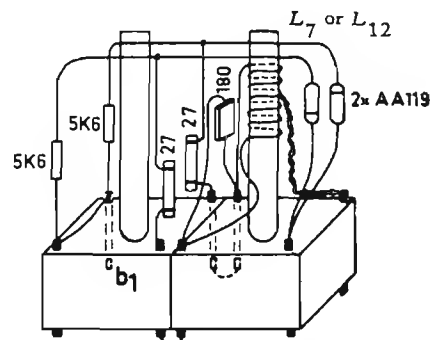


Fig. 6 - Disposizione degli avvolgimenti del demodulatore sincrono.

Decodificatore PAL a transistori

Dopo aver descritto un decodificatore PAL a valvole presentiamo questo interessante decodificatore a transistori. Il criterio generale di progetto segue quello del decodificatore a valvole.

1 - PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEL DEMODULATORE A LINEA DI RITARDO

Per prima cosa richiameremo alla memoria il meccanismo di funzionamento di un qualsiasi decoder PAL.

Il segnale di cromaticità F che viene applicato all'ingresso del decoder è formato, com'è noto, dalle componenti in quadratura a 4,43 MHz $F_{(B-Y)}$ e $\pm F_{(R-Y)}$. In seguito indicheremo per brevità il segnale $F_{(B-Y)}$ con la sigla F_U ed il segnale $\pm F_{(R-Y)}$ con la sigla $\pm F_V$. E' bene ricordare che le componenti F_V e F_U sono *prodotti di modulazione* ⁽¹⁾ in quanto la « portante », per motivi di compatibilità, viene soppressa in trasmissione.

Vediamo più da vicino la natura di questa particolare modulazione. Consideriamo, per esempio, la differenza esistente tra il segnale differenza di colore in b.f. (B-Y) e questo stesso segnale (ora F_U) all'uscita del modulatore ad anello del trasmettitore (fig. 1). Per prima cosa osserviamo come l'ampiezza della componente F_U ⁽²⁾ sia direttamente proporzionale alla ampiezza del segnale modulante (B-Y): se aumenta (B-Y) aumenta anche F_U . Quando (B-Y) si annulla sparisce anche F_U . I valori positivi e negativi del segnale (B-Y) vengono contraddistinti nel segnale F_U da differenti valori di fase. Ad un valore positivo del segnale (B-Y) corrisponde un valore di fase di 0° della componente F_U mentre ad un valore negativo di (B-Y) corrisponde una variazione di fase di 180° di questa stessa componente F_U (fig. 1). La fase di riferimento è data in questo caso dal burst. Siccome l'oscillatore della portante del colore rigenerata nel ricevitore viene sincronizzato con la fase del burst, sarà il demodulatore sincrono (nel quale com'è noto viene confrontata la fase di F_U con la fase dell'oscillatore) che dirà se (B-Y) è positivo o negativo.

Tra (R-Y) e F_V esiste la stessa interdipendenza che esiste tra (B-Y) e F_U . La frequenza delle due componenti F_U e F_V è 4,43 MHz. La componente F_V è « spostata » di 90° rispetto alla componente F_U (sistema NTSC) e in trasmissione ha la sua fase invertita di 180° ogni seconda riga (sistema PAL).

Il demodulatore a linea di ritardo ha il compito di separare nuovamente in ricezione le due componenti in quadratura F_U e F_V . Esso avrà pertanto due uscite: in una comparirà la sola componente F_U , nell'altra la sola componente F_V . La netta separazione di queste due componenti in quadratura è possibile per il fatto che in una immagine normale il contenuto cromatico di una riga non differisce gran che da quello della riga successiva. Gran parte dell'informazione cromatica rimane inalterata di riga in riga.

Per spiegare il funzionamento del decoder PAL si suppone pertanto che le componenti F_U e F_V (che com'è noto trasportano la sola informazione del colore dell'immagine) siano identiche in due righe successive nel tempo.

La polarità della componente F_V viene cambiata di

segno al trasmettitore di riga in riga. Per polarità di questa componente si vuole intendere che, per esempio, una normale posizione di fase (0°) corrisponde al segno positivo (+) mentre una posizione di fase invertita (180°) corrisponde al segno negativo (-).

La somma di due segnali di uguale ampiezza e di uguale fase dà per risultato un segnale della stessa fase ma con ampiezza doppia (fig. 2a). Applicata alla componente F_U , questa regola dà:

$$F_U + F_U = 2F_U.$$

Ovviamente la somma di due segnali di uguale ampiezza ma in opposizione di fase dà per risultato zero (fig. 2b). Infatti:

$$F_U - F_U = 0.$$

La separazione delle due componenti in quadratura F_U e F_V avviene nel decoder PAL in due stadi sommatori. Il segnale ritardato (e cioè il segnale della riga precedente) viene in uno stadio sommato direttamente con il segnale che arriva in quell'istante e nell'altro stadio viene sommato sempre con questo segnale ma invertito di fase (180°) (fig. 3). Il segnale di cromaticità percorre pertanto due « strade ». In una « strada » subisce ad opera della linea di ritardo, un ritardo di 64 μ s (corrispondenti a 283 $\frac{1}{2}$ periodi della portante del colore).

Questi 283 $\frac{1}{2}$ periodi significano che il segnale che compare, una riga dopo, all'uscita della linea avrà la fase opposta (polarità invertita) a quella del segnale d'ingresso della riga successiva. Se pertanto all'ingresso della linea avremo le componenti del segnale di cromaticità con polarità $+F_U$, $+F_V$ (riga NTSC) all'uscita tali componenti riappariranno con le polarità $-F_U$, $-F_V$. Ovviamente se all'ingresso abbiamo $-F_U$, $-F_V$ all'uscita della linea avremo $+F_U$, $+F_V$. Parimente se all'ingresso abbiamo le componenti del segnale di cromaticità con polarità $+F_U$, $-F_V$ (riga PAL) all'uscita tali componenti riappariranno con la polarità $-F_U$, $+F_V$.

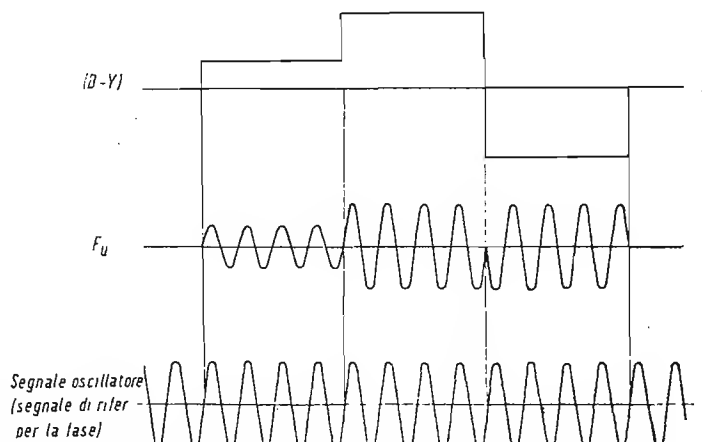


Fig. 1 - Formazione del segnale F dal segnale (B-Y) e dal segnale dell'oscillatore.

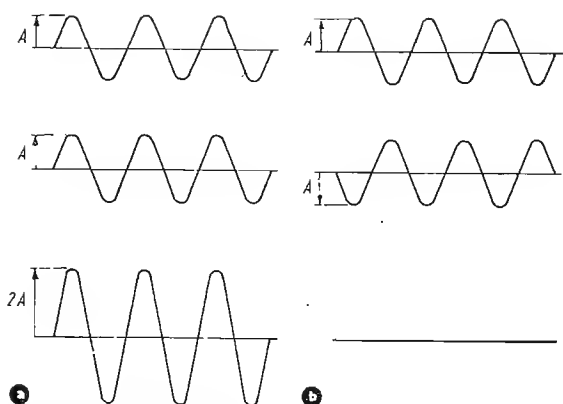


Fig. 2 - Somma di segnali: a) di fase e di ampiezza uguale; b) di ampiezza uguale e di fase opposta.

Vediamo cosa succede al segnale di crominanza che percorre la « strada » dove non è presente la linea di ritardo. Questo segnale viene aggiunto al I stadio sommatore *direttamente* mentre al II stadio sommatore questo stesso segnale viene aggiunto previa rotazione di fase di 180° . Anche qui la rotazione di fase ha come effetto una inversione di polarità del segnale.

Vediamo come funziona questo « demodulatore a linea di ritardo ». Supponiamo che all'ingresso pervengano i seguenti segnali:

- 1ª riga: $F_u + F_v$ (riga-NTSC);
- 2ª riga: $F_u - F_v$ (riga-PAL);
- 3ª riga: $F_u + F_v$ (riga-NTSC);
- 4ª riga: $F_u - F_v$ (riga-PAL) e così via.

In uno stadio sommatore, corrispondente all'uscita I del decodificatore (fig. 3), all'inizio della riga 2 avremo: $+F_u - F_v$, 2ª riga (riga PAL) pervenuto attraverso la « strada » diretta, e il segnale $-F_u - F_v$ 1ª riga (riga NTSC) pervenuto attraverso la linea di ritardo.

La somma membro a membro di queste coppie di componenti darà:

$$+F_u - F_v + (-F_u - F_v) = -2F_v$$

Sempre in questo stadio sommatore (uscita I del decodificatore) all'inizio della riga 3 avremo:

- $+F_u + F_v$ 3ª riga (riga NTSC) pervenuto attraverso la « strada » diretta ed il segnale $-F_u + F_v$ 2ª riga (riga PAL) pervenuto attraverso la linea di ritardo.

La somma di queste due coppie di componenti darà:

$$+F_u + F_v + (-F_u + F_v) = +2F_v$$

Vediamo cosa succede ai segnali che pervengono all'altro stadio sommatore (uscita II del demodulatore).

Durante la riga 2 avremo:

- $-F_u + F_v$ (segnale *diretto* della riga 2 ma invertito di fase dallo stadio invertitore);
- ed inoltre:
- $-F_u - F_v$ (segnale *ritardato* della riga 1 ma invertito di fase dalla linea di ritardo).

Sommando avremo:

$$-F_u + F_v + (-F_u - F_v) = -2F_u$$

Durante la riga 3 avremo:

- $-F_u - F_v$ (segnale *diretto* della riga 3 ma invertito di fase),
- $-F_u + F_v$ (segnale *ritardato* della riga 2 ma invertito di fase).

Sommando avremo:

$$-F_u - F_v + (-F_u + F_v) = -2F_u$$

e così via...

Alle uscite I e II del demodulatore avremo pertanto i segnali indicati in fig. 3.

Come si vede il circuito della linea di ritardo con i suoi stadi sommatore e invertitori effettua la separazione delle componenti in quadratura che formano il segnale di crominanza. Questo segnale infatti viene formato al trasmettitore sommando le due componenti in quadratura F_u e F_v .

All'uscita I abbiamo infatti *solo* la componente F_v mentre all'uscita II abbiamo *solo* la componente F_u . La polarità del segnale F_v cambia di riga in riga.

Per la demodulazione di queste due componenti (più precisamente per estrarre dalle loro bande laterali i segnali differenza di colore $R-Y$ (V) e $B-Y$ (U)) è necessario che la loro fase si trovi in una ben determinata relazione con la fase della portante di riferimento prodotta dall'oscillatore a 4,43 MHz sincronizzato dal burst.

Il confronto tra le fasi di queste componenti e la fase della portante di riferimento dall'altro può essere fatto in diverse maniere.

Per esempio, si può regolare la fase della portante di riferimento in maniera che sia adatta alla demodulazione della componente F_u . In questo caso, siccome F_v è spostata di fase di 90° rispetto a F_u ed inoltre è invertita di polarità di riga in riga, per la sua corretta demodulazione bisognerà applicare al rispettivo demodulatore, una portante di riferimento sfasata di 90° rispetto a quella applicata al demodulatore del segnale F_u , ed inoltre commutata di 180° di riga in riga.

Un altro sistema di demodulazione consiste nell'applicare ai due demodulatori una portante di riferimento con un identico valore di fase. Per realizzare le condizioni di fase necessarie alla corretta demodulazione delle due componenti si sfasa di 90° la componente F_v prima che questa venga applicata al rispettivo demodulatore e si commuta di riga in riga di 180° il segnale F_v prima che questo venga applicato al rispettivo demodulatore.

La tensione necessaria per la commutazione di riga in riga della componente F_v viene fornita di solito da un multivibratore pilotato da un impulso a frequenza di riga. Perché questo multivibratore commuti esattamente la riga PAL viene ulteriormente sincronizzato in fase dall'impulso di identificazione ricavato dal burst. Com'è noto, il burst cambia di riga in riga di 90° la sua fase. Siccome l'inversione di polarità del segnale F_v è sincronizzata in trasmissione con questa variazione di 90° della fase del burst, il multivibratore una volta correttamente sincronizzato sarà in grado di invertire al momento giusto la fase della componente F_v .

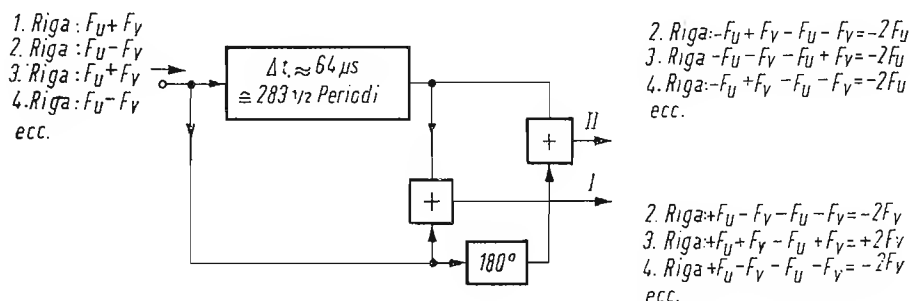


Fig. 3 - Scissione del segnale di crominanza nelle sue componenti in quadratura operata dal demodulatore a linea di ritardo.

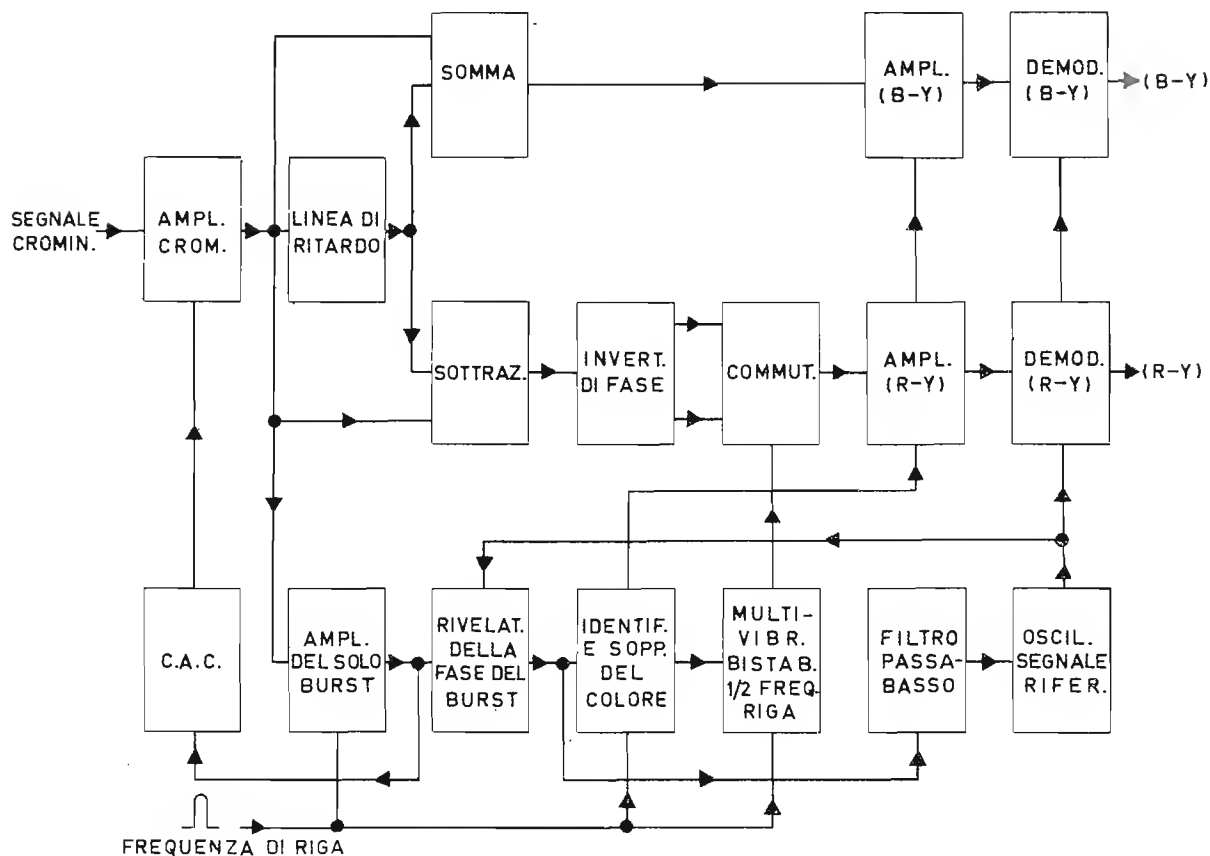


Fig. 4 - Schema a blocchi del decoder a transistori.

2 - REALIZZAZIONE PRATICA DEL DECODIFICATORE

Il decoder che stiamo per descrivere è a transistori, ed impiega la linea di ritardo DL 1.

Esso comprende:

- 1) L'amplificatore di cromaticanza con la linea di ritardo DL 1 e i due demodulatori sincroni equipaggiati con due diodi.
- 2) Un separatore-amplificatore del burst che fornisce il segnale al circuito per il controllo automatico del colore ed al discriminatore della fase del burst.
- 3) Un generatore della portante di riferimento controllato mediante quarzo e circuito a reattanza.
- 4) Un commutatore che inverte la fase della componente F_v e i circuiti di identificazione della fase della commutazione della componente F_v combinati con il circuito per la soppressione del colore (color killer).

Qui di seguito illustreremo più particolarmente questi circuiti esponendo le ragioni che hanno consigliato le soluzioni indicate.

3. CONSIDERAZIONI DI PROGETTO

3.1. Pilotaggio richiesto per gli amplificatori differenza di colore

Come risaputo, secondo il sistema PAL i due segnali differenza di colore $R-Y$ (V) e $B-Y$ (U), hanno una larghezza di banda identica a quella del segnale I del sistema NTSC. Gli amplificatori di questi segnali differenza di colore dovranno pertanto amplificare sufficientemente segnali con frequenza fino a circa 1,5 MHz.

Stando così le cose, per essere sicuri che il cinescopio risulti adeguatamente pilotato per esempio nel caso di riproduzione di un blu saturo bisognerà che all'ingresso dell'amplificatore differenza di colore ($B-Y$) venga applicato un segnale massimo di $8 V_{pp}$.

Siccome il rapporto $(R-Y)/(B-Y)$ per la riproduzione del rosso e del blu con la massima luminosità e saturazione è 0,8, per l'amplificatore differenza di colore ($R-Y$) si richiederà un segnale d'ingresso di $6,4 V_{pp}$ supponendo naturalmente che gli stadi finali dei segnali ($R-Y$) e ($B-Y$) producano lo stesso valore di amplificazione.

Questi valori di tensione sono ottenuti direttamente dai demodulatori. Supponendo che i due demodulatori abbiano un rendimento $\eta = 0,8$, per il demodulatore del segnale ($B-Y$) si richiederà un segnale d'ingresso di $10 V_{pp}$ mentre per il demodulatore del segnale ($R-Y$) si richiederà un segnale di ingresso di $8 V_{pp}$.

2.2. Commutatore alternativo di riga

Nel sistema PAL il segnale di cromaticanza trasmesso è formato da due componenti: la componente $F_{(B-Y)}$ e la componente $F_{(R-Y)}$ che viene invertita di fase a righe alternate. Anche il segnale del burst non è più costantemente in opposizione di fase alla componente $F_{(B-Y)}$ come avviene nel sistema NTSC, ma è invece composto da una componente $F_{(R-Y)}$ che risulta invertita di fase a righe alternate e da una componente $F_{(B-Y)}$ che è *costantemente* in opposizione di fase a quella della componente $F_{(B-Y)}$.

Per fare in modo che la componente $F_{(R-Y)}$ del segnale di cromaticanza abbia lo stesso valore di fase in due righe successive è necessario introdurre un commutatore di fase funzionante alla frequenza di riga. Questo commutatore può essere inserito, come già detto, sia nel canale della componente $F_{(R-Y)}$ del segnale di cromaticanza sia nel circuito che porta il segnale di riferimento al demodulatore della componente $F_{(R-Y)}$.

L'ampiezza necessaria del segnale di riferimento (sottoportante rigenerata) iniettato nel demodulatore deve essere di circa $20 V_{pp}$. Per commutare un siffatto segnale in righe successive si richiede ovviamente una discreta potenza.

E' quindi molto più elegante commutare la componente $F_{(R-Y)}$ prima dell'amplificatore che fornisce il segnale al

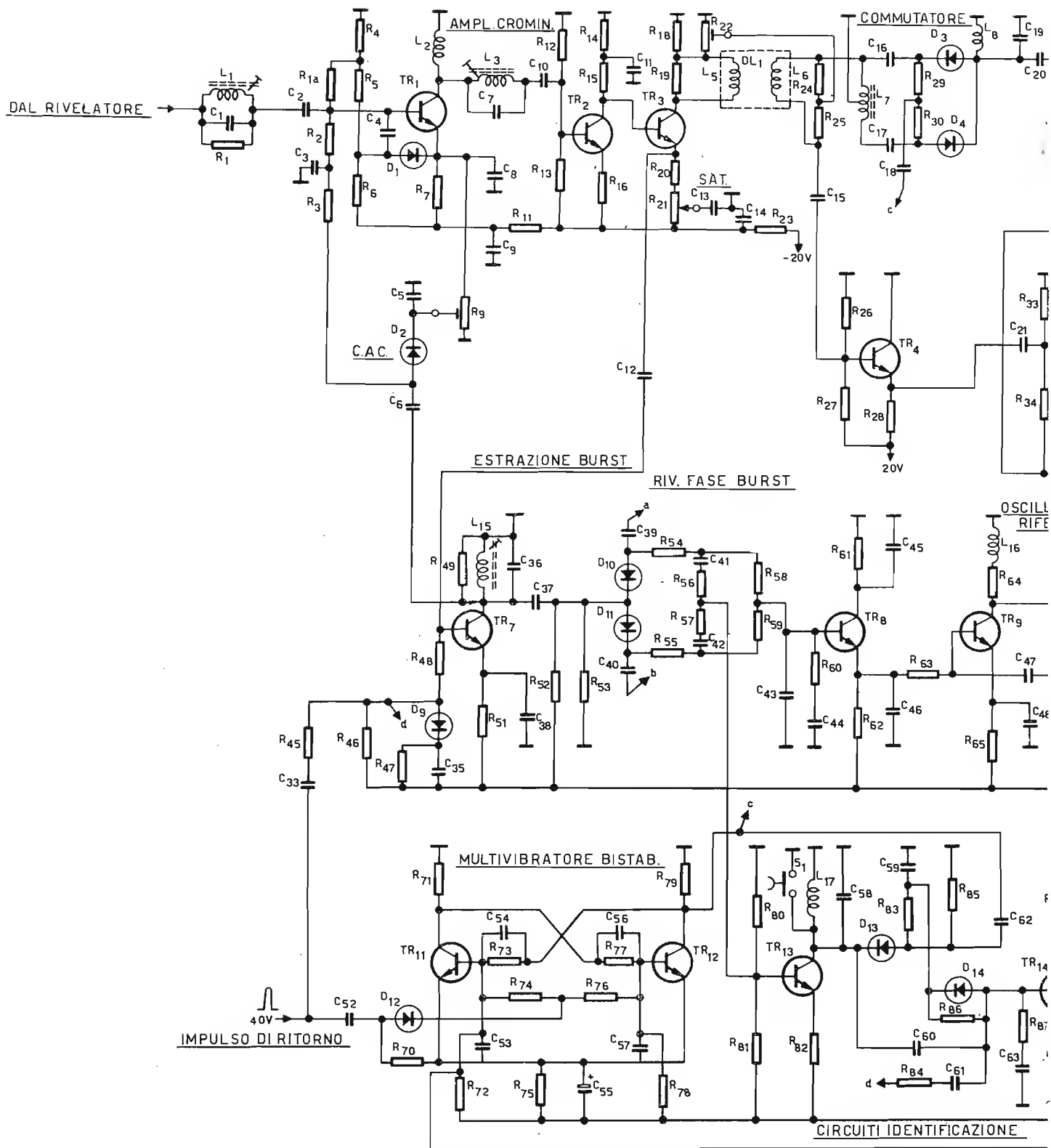


Fig. 5 - Schema elettrico del decoder a transistori.

demodulatore (R—Y). Siccome in quel punto il livello della componente $F_{(R-Y)}$ è molto basso (poche centinaia di mV) è evidente che per la sua commutazione si richiederà una potenza corrispondentemente ridotta.

Per attuare la commutazione nel canale della componente $F_{(R-Y)}$ è necessario poter disporre sia di una componente $F_{(R-Y)}$ positiva $[+F_{(R-Y)}]$ sia di una componente $F_{(R-Y)}$ negativa, e cioè $[-F_{(R-Y)}]$. Siccome all'uscita della linea di ritardo si ottiene per una data riga di scansione una sola polarità della componente $F_{(R-Y)}$, l'altra bisognerà ricavarla da un invertitore di fase inserito nel canale di questo segnale. I segnali forniti da questo invertitore di fase dovranno essere perfettamente *identici in ampiezza*. Un'eventuale differenza di livello in questi due segnali produrrebbe sullo schermo del cinescopio il fenomeno conosciuto come le « barre di Hannover ».

2.3. L'amplificatore del segnale di cromaticanza

Il progetto dell'amplificatore di cromaticanza è strettamente connesso col sistema di regolazione della saturazione usato ed col segnale d'ingresso disponibile che dipende a sua volta dal controllo automatico del colore (C.A.C.).

a) Controllo automatico del colore

Il comune rivelatore dei segnali di luminanza e di cromaticanza fornisce un segnale di $1 V_{pp}$. Nel punto di prelievo del segnale di cromaticanza, il suddetto livello può scendere fino a $100 mV_{pp}$; ciò può essere causato da una sintonia fine mal regolata o da un imperfetto adattamento dell'antenna. Un ulteriore abbassamento di questo livello fino a $25 mV_{pp}$ può verificarsi in seguito alla regolazione del contrasto.

Per impedire che il segnale del burst all'uscita dell'amplificatore del segnale di cromaticanza dipenda da questi fattori, si munisce l'amplificatore di cromaticanza di un controllo automatico del guadagno (controllo automatico del colore) il quale provvede a mantenere l'uscita dell'amplificatore di cromaticanza pressochè costante tutte le volte che il segnale di ingresso supera il livello dei $25 mV_{pp}$. Conseguenza: lo stadio d'ingresso dell'amplificatore di cromaticanza deve essere in grado di poter ricevere segnali che vanno da $25 mV_{pp}$ a $1 V_{pp}$ con un campo di controllo di 32 dB. Questo difficilmente può essere ottenuto con transistori convenzionali.

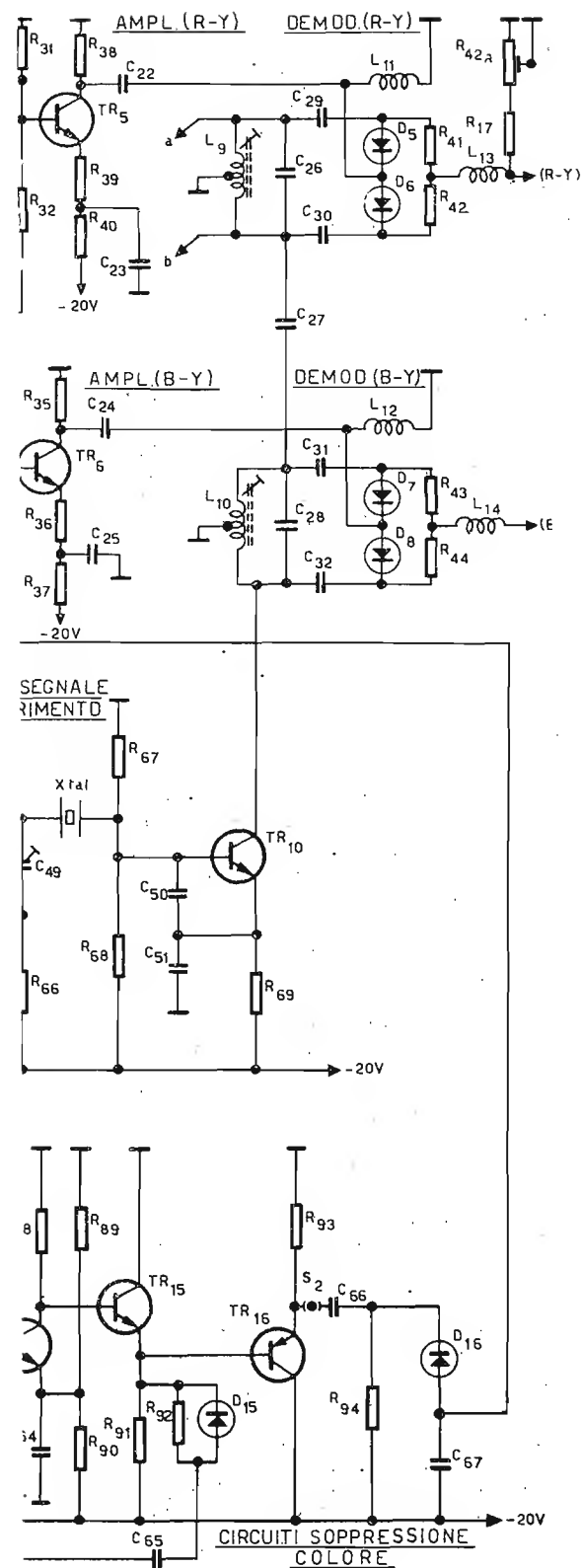
Il problema può essere risolto impiegando un pre-stadio a transistor preceduto da un attenuatore variabile. Questo ultimo potrebbe essere costituito da un diodo polarizzato *in senso diretto* il quale insieme ad un condensatore di accoppiamento collegato alla base del transistor del pre-stadio formerebbe un partitore di tensione. La tensione per la polarizzazione diretta del diodo verrebbe ottenuta in questo caso dal sistema di controllo automatico del colore.

b) Regolazione della saturazione

Siccome il rapporto tra il segnale di cromaticanza ed il segnale di luminanza deve essere costante, questi segnali quando dovranno essere variati, lo dovranno essere proporzionalmente.

Nel televisore NTSC descritto nell'« Application information Philips » n. 238, il segnale di luminanza variava al variare del regolatore del contrasto ottenuto quest'ultimo mediante variazione dell'amplificazione dell'amplificatore R.F. e F.I., realizzata mediante il C.A.G. Conseguenza: anche la tensione d'ingresso dell'amplificatore di cromaticanza variava proporzionalmente ed era quanto si desiderava.

Anche nel circuito che descriveremo, le variazioni sono compensate dal sistema del controllo automatico del colore che mantiene il burst ad un livello costante come appunto desiderato. Ma ciò implica che anche il segnale di cromaticanza viene mantenuto ad un livello costante. Si dovranno



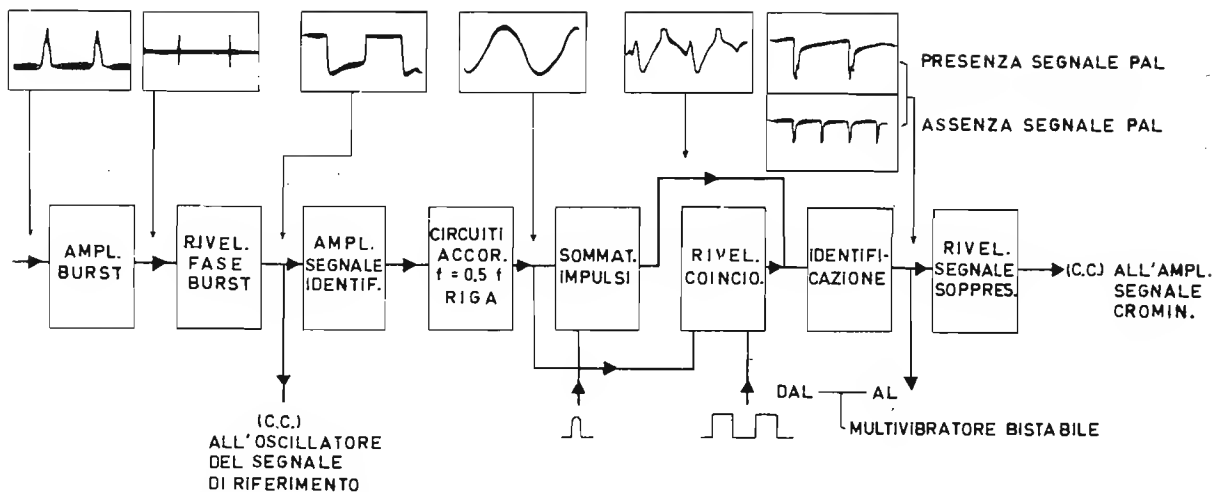


Fig. 6 - Oscillogrammi presenti sui circuiti di identificazione e soppressione del colore.

pertanto prendere delle misure per ristabilire la proporzionalità tra i segnali di luminanza e di cromaticità. Ciò può essere ottenuto soltanto alterando il rapporto tra il burst ed il segnale di cromaticità; il che può essere convenientemente effettuato in qualche punto dopo che il segnale del burst è stato applicato all'amplificatore del burst. A questo scopo, è stata introdotta nel terminale d'emettitore del transistor che alimenta la linea di ritardo una reazione negativa regolabile la quale può influenzare nella stessa misura sia la componente $F_{(R-Y)}$ che la componente $F_{(B-Y)}$. L'impiego della controreazione nello stadio che pilota la linea di ritardo offre i seguenti vantaggi:

- per l'amplificatore del burst si ottiene una sorgente di segnale a bassa impedenza;
- è disponibile un segnale del burst di notevole livello;
- il segnale del burst sull'emettitore non è influenzato dalla posizione del potenziometro della regolazione del contrasto.

2.4 Rigenerazione della portante del colore

Com'è noto, al trasmettitore la portante del colore viene soppressa. Nel ricevitore, per la rivelazione sincrona è richiesta la portante del colore nella giusta fase. La rigenerazione di questa portante del colore può essere ottenuta mediante un oscillatore con la sua fase agganciata a quella del burst attraverso un rivelatore di fase ed un controllo a reattanza.

2.5. Identificazione

La componente del burst invertita di fase (2.2.) contiene l'informazione riguardante alla fase della componente $F_{(R-Y)}$ del segnale di cromaticità.

Come già detto, perchè la componente $F_{(R-Y)}$ abbia la sua fase uguale per tutte le righe è necessario inserire un commutatore. Con i normali circuiti commutatori (per es. flip-flop) la fase del segnale commutato può risultare sbagliata già nel primo istante in cui si riceve il segnale di colore. E' assolutamente necessario quindi trovare un sistema che « rimetta a posto » il commutatore. Allo scopo può servire l'informazione ricavata dalla componente $F_{(R-Y)}$ del burst. Questo segnale può essere ricavato all'uscita del rivelatore della fase del burst menzionato nella sezione 2.4. Ovviamente si suppone che il burst sia stato prelevato in un punto dell'amplificatore del segnale di cromaticità (prima della linea di ritardo DL 1) dove siano ancora presenti le componenti $F_{(R-Y)}$ e $F_{(B-Y)}$ del segnale (sezione 2.3.).

Per ciò che riguarda il circuito di identificazione, il progetto dovrà sforzarsi di realizzare immunità dal rumore e funzionamento non critico.

L'immunità dal rumore può essere ottenuta impiegando un circuito accordato al quale può essere aggiunto eventualmente un circuito gating che blocchi il canale dell'iden-

tificazione nel caso non sia richiesto. Infatti se la fase della tensione di uscita del commutatore è corretta, l'identificazione non serve più. In questo caso è opportuno sopprimere addirittura il segnale di identificazione in quanto insieme a questo segnale potrebbe esserci anche il rumore che disturberebbe il funzionamento del commutatore.

2.6. Soppressione del colore

I circuiti che rendono inoperativi gli stadi della cromaticità vengono solitamente chiamati *soppressori del colore* (color killers).

Questa soppressione del colore può essere richiesta per esempio:

- durante la ricezione di segnali in bianco e nero. In questo caso non viene ricevuto evidentemente nessun segnale del burst e ciò produrrebbe una elevata amplificazione del segnale di cromaticità in quanto il controllo automatico del colore (C.A.C.) lavorerebbe con impulsi di rumore fluttuanti che ridurrebbero di poco l'amplificazione dell'amplificatore di cromaticità. Nel canale della cromaticità il rumore viene demodulato ad ampiezze casuali ed a causa della banda stretta degli amplificatori differenza di colore, ciò può produrre estese zone colorate sullo schermo del cinescopio.
- Nel caso si abbiano segnali di antenna deboli e di conseguenza l'immagine ricevuta risulta al limite dell'accettabilità. Nel canale di cromaticità abbiamo visto che il rumore produce delle zone colorate che certamente danno fastidio. Siccome la larghezza di banda dell'amplificatore di luminanza è circa 4 MHz, le interferenze da rumore produrranno una granulosità fine molto meno visibile del rumore « colorato ».

- Nel caso che il circuito che pilota il commutatore di alternazione di riga venga rimesso a posto. In questo caso apparirebbero colori complementari che infastidirebbero notevolmente l'immagine.

In linea di principio, la soppressione del colore potrebbe interessare uno solo degli stadi amplificatori del segnale di cromaticità. Siccome il burst viene prelevato dall'emettitore dello stadio che pilota la linea di ritardo (sezione 2.3.) la soppressione del colore verrà effettuata negli amplificatori che precedono i demodulatori.

3. DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

In fig. 4 è riportato lo schema a blocchi del decoder disposto in base alle considerazioni sopraesposte. Qui di seguito discuteremo brevemente soltanto alcuni dettagli. In fig. 5 è riportato il circuito completo.

3.1 L'amplificatore di cromaticità

Il segnale di cromaticità proveniente dal rivelatore comune dei segnali di luminanza e cromaticità viene portato per mezzo della trappola audio L_1 , C_1 sulla base del transistor TR_1 .

L'impedenza di collettore di TR_1 ($R_{12} \parallel R_{13}$) è circa $2\text{ k}\Omega$ e di conseguenza la banda passante sarà circa 1 MHz . Per la soppressione della portante audio ($5,5\text{ MHz}$) vengono usate due trappole (L_1 e L_3).

Siccome l'impedenza d'ingresso di un TR_1 al limite inferiore delle sue caratteristiche è pressappoco uguale all'impedenza di collettore di TR_1 , se TR_1 dovesse pilotare direttamente TR_3 , le variazioni di guadagno di TR_3 verrebbero annullate dalle variazioni dell'impedenza di carico di TR_1 .

Questo è il motivo per cui è stato inserito tra TR_1 e TR_3 il transistor TR_2 . L'impedenza d'uscita di quest'ultimo è tanto bassa che le variazioni dell'impedenza d'ingresso di TR_3 hanno trascurabile effetto su di essa.

Il transistor TR_2 rappresenta una sorgente di corrente costante che serve per pilotare la linea di ritardo DL_1 .

La componente $F_{(R-Y)}$ del segnale di cromaticità presente ad una delle due uscite della matrice della linea di ritardo viene applicata al trasformatore L_7 che provvede a fornire contemporaneamente la componente $F_{(R-Y)}$ con segno positivo $+F_{(R-Y)}$ e con segno negativo $-F_{(R-Y)}$. E' della massima importanza che la capacità distribuita del trasformatore sia molto bassa in maniera da non poter variare il tempo di ritardo (τ) della linea. L'induttanza di L_7 è inoltre scelta in maniera da neutralizzare quasi del tutto sia la capacità di cablaggio che la capacità d'ingresso di TR_3 .

Mediante il commutatore formato dai due diodi D_1 e D_2 e azionato da onde quadre con frequenza metà della frequenza di riga è possibile applicare al successivo stadio amplificatore TR_3 , per tutte le righe la componente $F_{(R-Y)}$ con segno positivo, e cioè $+F_{(R-Y)}$.

E' della massima importanza che nessuna radiazione proveniente dal rigeneratore della sottoportante possa raggiungere l'ingresso e i circuiti cromaticità prima del commutatore-invertitore di fase. Ciò potrebbe infatti produrre in righe successive ribaltamenti alternativamente positivi e negativi della componente $F_{(R-Y)}$ del segnale di cromaticità.

La componente $+F_{(R-Y)}$ viene successivamente amplificata di nuovo e poi demodulata.

Viene qui inserito il resistore variabile R_{22} che serve a « togliere » i fattori di riduzione applicati ai segnali differenza di colore in sede di trasmissione.

La componente $F_{(B-Y)}$ del segnale di cromaticità presente alla seconda uscita della matrice della linea di ritardo viene applicata all'amplificatore TR_4 attraverso l'emitter follower TR_4 per il fatto che l'aggiunta all'impedenza di terminazione della linea di ritardo di una componente reattiva potrebbe produrre degli inconvenienti.

3.2. Separazione del burst e controllo automatico del colore (C.A.C.)

3.2.1. Separazione del burst

Per separare il burst dal segnale di cromaticità completo vengono applicati alla base dell'amplificatore del burst TR_5 sia un impulso-chiave (gating pulse) sia il segnale di cromaticità ricavato dall'emettitore di TR_3 (sezione 2.3). A questo impulso-chiave viene data l'esatta forma richiesta mediante il diodo D_3 e la combinazione RC, C_{12}/R_{24} .

La combinazione RC R_{27}/C_{15} è stata inserita per ottenere la tensione di polarizzazione per TR_7 .

La tensione di uscita dell'amplificatore del burst viene applicata al rivelatore di fase (D_{10} , D_{11}) ed al rivelatore del C.A.C. D_2 .

3.2.2. Controllo automatico del colore (C.A.C.)

Il circuito del controllo automatico del colore (C.A.C.) assicura un segnale di cromaticità con ampiezza costante. Il punto di riferimento di questo circuito è l'ampiezza del segnale del burst. La tensione C.A.C. che aumenta in

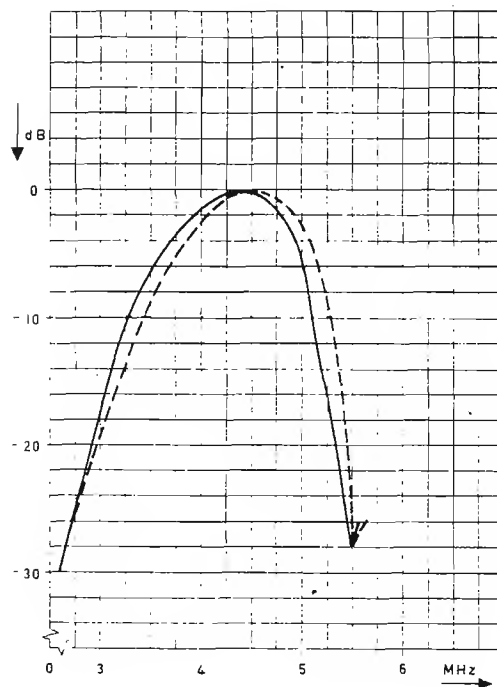


Fig. 7 - Curva della banda passante dell'amplificatore di cromaticità misurata tra l'ingresso ed il punto 8.

senso negativo viene derivata dal collettore di TR_7 , attraverso il diodo D_2 , e successivamente applicata alla base del transistor TR_1 attraverso i resistori $R_2 + R_3$. Questa tensione C.A.C. tende a ridurre la corrente circolante nel transistor TR_1 . Conseguenza: il potenziale sull'emettitore di TR_1 diminuirà e farà entrare in conduzione il diodo D_1 . In questa maniera, questo diodo polarizzato in senso diretto formerà insieme al condensatore C_2 di bassa capacità un partitore di tensione.

Il rivelatore del C.A.C. (D_2 e R_3) al posto di essere ritornato alla linea di alimentazione di -15 V è stato ritornato sull'emettitore di TR_1 per impedire una reazione negativa in c.c. di emettitore causata da R_7 . In questa maniera è possibile ottenere una curva di regolazione abbastanza piatta. Il potenziometro della tensione di soglia del C.A.C. (R_8) regola l'ampiezza del segnale di cromaticità all'uscita del rispettivo amplificatore.

3.4. Circuito di identificazione

Il segnale di identificazione disponibile all'uscita del rivelatore della fase del burst (punto di collegamento tra R_{36} e R_{37}) ha la forma di un'onda quadra con frequenza metà di quella di riga. Questo segnale viene amplificato da TR_{13} .

Successivamente questo segnale viene applicato ad un circuito accordato a metà frequenza di riga formato da L_{17} e C_{38} ($Q = 15$). Questo circuito accordato produce un ottimo filtraggio delle componenti di rumore indesiderate ed assicura un buon funzionamento dei circuiti di identificazione e di soppressione del colore (color killing) anche nel caso di un segnale di cromaticità molto disturbato. La tensione sinusoidale presente ai capi del circuito accordato non viene applicata direttamente al circuito che pilota il commutatore, e cioè al multivibratore bistabile TR_{11} , TR_{12} . Essa viene invece usata per formare un nuovo segnale di identificazione avente basso rumore ed accurata cadenza. Ciò si ottiene effettuando una successiva selezione degli impulsi di ritorno della base dei tempi di riga.

Il segnale viene trattato nella seguente maniera: la tensione sinusoidale presente ai capi del circuito accordato viene applicata attraverso un altro condensatore (C_{40}) alla base del transistor TR_{14} . Essa, in questo punto del circuito risulta spostata di fase in maniera che l'impulso di ritorno di riga appare sul picco dell'onda sinusoidale stessa. Attraverso un altro condensatore (C_{41}), vengono

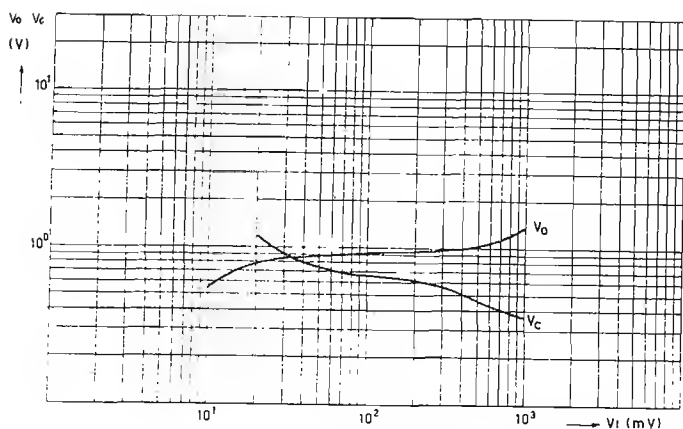


Fig. 8 - Tensione di uscita V_o del transistor che pilota la linea di ritardo e tensione di controllo V_c in funzione della tensione d'ingresso dell'amplificatore di cromaticità.

applicati a questo segnale anche impulsi di ritorno positivi.

Gli impulsi di ritorno che si trovano sulla «vetta» positiva dell'onda sinusoidale possono portare in conduzione il diodo emettitore-base di TR_{14} e di conseguenza sul collettore di quest'ultimo compariranno impulsi negativi con metà frequenza di riga. In fig. 6 è indicato uno schema a blocchi sul quale sono riportati gli oscillogrammi caratteristici presenti nei vari punti del circuito. Questi impulsi vengono applicati al multivibratore bistabile tramite l'emitter follower TR_{15} e il diodo D_{15} e di conseguenza la fase dell'onda quadra generata dal multivibratore sarà determinata dagli impulsi di identificazione.

Come già spiegato nella sezione 2.5, è preferibile che, se la fase dell'onda quadra risulta corretta, gli impulsi di identificazione vengano eliminati. Per ottenere ciò si collega al circuito accordato anche un rivelatore di coincidenza il quale essenzialmente non è altro che un circuito «clamp». Questo rivelatore confronta la fase dell'onda quadra ottenuta dal multivibratore bistabile con la fase dell'onda sinusoidale. Il funzionamento di questo circuito è il seguente: se ai capi del circuito accordato non è presente nessuna tensione sinusoidale (ricezione del bianco e nero) la tensione a onda quadra è tagliata via a potenziale zero.

La tensione d'uscita c.c. risultante, presente alla giunzione di R_{33} e C_{39} , ha un valore positivo rispetto alla linea di alimentazione a -20 V. Il valore della tensione continua così ottenuta è determinato dal valore medio dell'onda quadra applicata. Questa tensione rappresenta per TR_{14} una polarizzazione per cui risulteranno amplificati gli impulsi di ritorno anch'essi applicati alla base del transistor.

Nel caso in cui sia presente la tensione sinusoidale la tensione d'uscita del multivibratore verrà tagliata a seconda della fase dell'onda quadra applicata o in corrispondenza del passaggio per lo zero dell'onda sinusoidale — e cioè a potenziale di terra — oppure in corrispondenza della cresta dell'onda sinusoidale.

La tensione continua che si genera in questo ultimo caso è meno positiva rispetto alla linea di alimentazione a -20 V della tensione continua dipendente dall'ampiezza dell'onda quadra.

Il potenziale sull'emettitore di TR_{14} assicura che il transistor venga bloccato nel caso in cui la tensione continua prodotta sia minima rispetto a quella della linea di alimentazione a -20 V. Di conseguenza nessun impulso di identificazione apparirà al collettore. Questa situazione corrisponde al caso in cui il commutatore lavori con la fase corretta.

Quando invece la fase di commutazione del commutatore è sbagliata, la tensione d'uscita del rivelatore diventa più positiva, supera la tensione di emettitore di TR_{14} , facendolo entrare in conduzione e facendo quindi apparire sul collettore di quest'ultimo impulsi negativi a metà frequenza di riga. Questi impulsi riportano in passo il multivibratore bistabile.

Il segnale d'ingresso dell'amplificatore di cromaticità deve essere almeno 20 mV_{pp} per essere sicuri che il circuito di identificazione lavori a dovere. Se i disturbi sono forti, si richiede un segnale d'ingresso più forte. Il diodo D_{14}

taglia il segnale di base di TR_{14} ad un livello determinato dal rivelatore di coincidenza. Ciò assicura che gli impulsi di ritorno sulla cresta del segnale sinusoidale siano sempre al livello d'uscita c.c. del rivelatore e di conseguenza migliorino la stabilità del circuito.

3.5. Soppressione del colore

Il funzionamento del circuito che blocca il canale del colore è combinato con quello del circuito di identificazione.

Come già detto al paragrafo 3.4. sul collettore di TR_{14} saranno presenti impulsi diretti in senso negativo nel caso in cui:

- si riceva una trasmissione in bianco e nero;
- il segnale d'antenna sia debole;
- il circuito che pilota il commutatore alternativo di riga venga riportato in passo.

Questi impulsi negativi vengono portati alla base del TR_{16} tramite TR_{15} .

Gli impulsi vengono raddrizzati da D_{16} e la tensione negativa risultante con valore di $-3,5$ V rispetto ai -20 V dell'alimentazione, blocca i transistori TR_5 e TR_6 .

Per bloccare i transistori TR_5 e TR_6 le tensioni di base debbono essere rese negative rispetto alla tensione di alimentazione di -20 V. Ciò richiede dall'emitter follower una corrente relativamente elevata. Ma durante gli impulsi negativi il valore della corrente dell'emitter follower (npn) viene ridotta e ciò controbilancia la precedente richiesta. L'inserimento di TR_{16} di tipo pnp risolve appunto questo problema.

4. MESSA A PUNTO DEL DECODER

Dovranno essere fatte le seguenti messe a punto:

- 1) Controllo dell'ampiezza e della fase del segnale di riferimento applicato ai demodulatori sincroni.
- 2) Controllo della frequenza della portante del colore.
- 3) Controllo della matrice della linea di ritardo.
- 4) Controllo del rapporto tra i segnali differenza di colore (R—Y) e (B—Y).
- 5) Taratura delle trappole audio nell'amplificatore di cromaticità.

La procedura suggerita è la seguente:

- 1) Applicare una tensione sinusoidale con frequenza della portante del colore e con ampiezza di circa 50 mV_{pp} all'ingresso dell'amplificatore di cromaticità.
- 2) Collegare un oscilloscopio al condensatore di accoppiamento di 33 pF del demodulatore (R—Y) e accordare i circuiti dei demodulatori L_9 e L_{10} per il massimo segnale su questo punto.
- 3) Chiudere completamente il trimmer C_{49} e osservare l'uscita del demodulatore (R—Y) e regolare mediante R_{22} la tensione di uscita per il minimo.
- 4) Collegare un oscilloscopio all'uscita del demodulatore (B—Y), cortocircuitare il circuito accordato che si trova nel collettore di TR_7 , togliere S_2 e aprire il trimmer C_{49} fino a quando la differenza di frequenza tra l'oscillatore ed il segnale della portante del colore applicato diventi zero.
- 5) Togliere il cortocircuito nel collettore di TR_7 e togliere il segnale della portante del colore dall'ingresso.
- 6) Applicare all'ingresso un segnale di cromaticità a barre colorate avente un'ampiezza di circa 1 V_{pp}.
- 7) Regolare mediante R_9 al valore di 1 V_{pp} la tensione sull'emettitore di TR_1 .
- 8) Osservare mediante un oscilloscopio la tensione di uscita del demodulatore (R—Y) e cortocircuitare il potenziometro R_{22} .
- 9) Accordare L_{15} per linee uguali durante righe successive.
- 10) Regolare a $1,5$ V_{pp} mediante R_1 la tensione sull'emettitore di TR_1 .
- 11) Regolare al giusto valore mediante R_{42} il rapporto tra il segnale differenza di colore (R—Y) ed il segnale differenza di colore (B—Y).
- 12) Togliere dall'ingresso il segnale di cromaticità a barre colorate ed applicarvi il segnale a $5,5$ MHz.

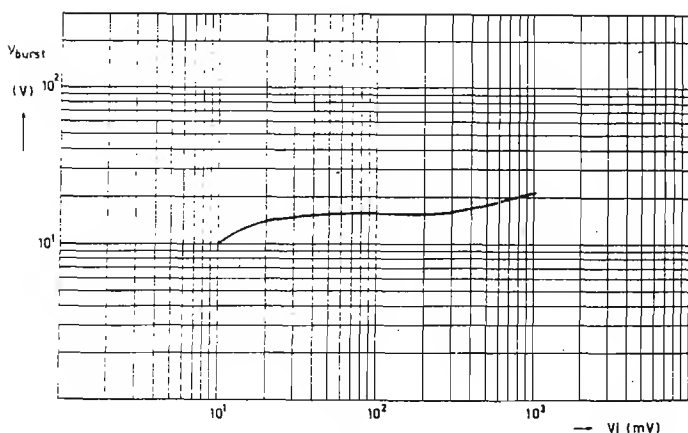


Fig. 9 - Tensione di uscita dell'amplificatore del burst V_{burst} (punto 11) in funzione del segnale d'ingresso dell'amplificatore di crominanza.

- 13) Collegare un oscilloscopio alla base di TR_1 ed accordare le trappole L_1 e L_3 per il minimo valore di tensione su questo punto.

Un altro sistema di taratura potrebbe essere il seguente:

- 1) All'ingresso viene applicato un segnale di crominanza a barre colorate con un'ampiezza di 50 mV_{pp} .
- 2) Il circuito accordato L_{15} , C_{36} nell'amplificatore « gated » del burst viene posto in cortocircuito ed il soppressore del colore (colore killer) viene messo fuori funzionamento mediante S_2 . Controllare la frequenza esatta dell'oscillatore mediante C_{45} .
- 3) Accordare i circuiti demodulatori (L_9 , L_{10}) per il massimo segnale di riferimento sul punto di collegamento del condensatore C_{27} ed il demodulatore ($R-Y$).
- 4) Togliere il corto-circuito nello stadio gated del burst e cortocircuitare il potenziometro della matrice R_{22} osservando nello stesso tempo il segnale ($R-Y$) all'uscita del demodulatore. Controllare L_{15} per segnali disuguali durante righe successive.

- 5) Togliere il corto-circuito di R_{22} . Regolare R_{22} per segnali uguali durante righe successive.
- 6) Cortocircuitare di nuovo R_{22} e regolare L_{15} per segnali uguali su righe adiacenti.
- 7) Togliere il corto-circuito di R_{22} . Regolare R_9 per un $1,5\text{ V}_{pp}$ di segnale di crominanza sull'emettitore di TR_1 con un segnale d'ingresso di circa 1 V_{pp} .
- 8) Eseguire i punti 11, 12 e 13 del precedente sistema di messa a punto.

5. RISULTATI DELLE MISURE

- La fig. 7 dà le curve della banda passante dell'amplificatore di crominanza misurata tra l'ingresso ed il punto 5, in condizioni di massimo guadagno e con un guadagno ridotto di 14 dB (curva tratteggiata). L'intrappolamento del suono è 28 dB.
- La fig. 8 dà la curva della banda passante dell'amplificatore di crominanza misurata tra l'ingresso ed il punto 8.
- In fig. 8 sono riportate la tensione di uscita V_o del transistor che pilota la linea di ritardo e la tensione di controllo V_c in funzione della tensione d'ingresso dell'amplificatore di crominanza.
- In fig. 9 è riportata la tensione di uscita dell'amplificatore del burst V_{burst} (punto 11) in funzione del segnale d'ingresso dell'amplificatore di crominanza.
- Quadagni tipici di transistori:
 TR_1 dalla base al collettore $40 \times$
 TR_2 dalla base al collettore $3,75 \times$
 TR_3 dalla base al collettore $1 \times$
 TR_5 dalla base al collettore $15 \times$
 TR_6 dalla base al collettore $15 \times$

(1) Sono cioè solo le bande laterali delle portanti in quadratura modulate dai segnali differenza di colore del blu (segnale B—Y oppure U) e del rosso (R—Y oppure V).

(2) F_U viene chiamata componente perchè in realtà è uno dei due segnali in quadratura che formano il segnale di crominanza.

BOBINE

Tutte le bobine sono avvolte « in bifilare »

$L_1 = 5,6\text{ }\mu\text{H}$ $Q_0 = 160$ alla $f_0 = 5,5\text{ MHz}$

25 spire di filo a trefolo $36 \times 0,03$

nucleo di ferroxcube K5 120 02 (4D)

supporto AP 3016/02

$L_2 = 20\text{ }\mu\text{H}$ bobina in aria

$L_3 = 6,6\text{ }\mu\text{H}$ $Q_0 = 136$ alla $f_0 = 5,5\text{ MHz}$

30 spire di filo a trefolo $36 \times 0,03$

nucleo in ferroxcube K5 120 02 (4D)

supporto AP 3016/02

$L_7 = 2 \times 51$ spire di filo rame smaltato ricoperto seta $0,15\text{ mm } \varnothing$

$L_8 = 5\text{ }\mu\text{H}$ bobina in aria

$L_9 = L_{10} = 2 \times 20$ spire di filo rame smaltato $0,15\text{ mm } \varnothing$ (A.I. 238)

$L_{11} = 200\text{ }\mu\text{H}$ bobina in aria

$L_{12} = 200\text{ }\mu\text{H}$ bobina in aria

$L_{13} = 350\text{ }\mu\text{H}$ bobina in aria

$L_{14} = 350\text{ }\mu\text{H}$ bobina in aria

$L_{15} = 3,85\text{ }\mu\text{H}$ $Q_0 = 60$ alla $4,43\text{ MHz}$

20 spire di filo rame smaltato ricoperto di seta $0,15\text{ mm } \varnothing$

nucleo in ferroxcube K5 120 02 (4D)

supporto AP 3016/02

$L_{16} = 1\text{ mH}$ bobina in aria

$L_{17} = 50\text{ mH}$ bobina in aria

TRANSISTORI

TR_1 BF195

TR_2 BF194

TR_3 BF194

TR_4 BF194

TR_5 BF194

TR_6 BF194

TR_7 BC107

TR_8 BC108

TR_9 BC107

TR_{10} BC107

TR_{11} BC108

TR_{12} BC108

TR_{13} BC107

TR_{14} BC108

TR_{15} BC108

TR_{16} AC132

DIODI

D_1 BA100

D_2 AA119

D_3 } $2 \times$ AA119

D_4 }

D_5 } $2 \times$ AA119

D_6 }

D_7 } $2 \times$ AA119

D_8 }

D_9 OA85

D_{10} BAY38

D_{11} BAY38

D_{12} OA85

D_{13} BA148

D_{14} BA148

D_{15} BA148

D_{16} BA148

RESISTORI

(350 V a carbone $\pm 5\%$, $1/4\text{ W}$, salvo diversamente indicato)

$R_1 = 2,2\text{ k}\Omega$

$R_{1A} = 33\text{ k}\Omega$

$R_2 = 12\text{ k}\Omega$

$R_3 = 10\text{ k}\Omega$

$R_4 = 15\text{ k}\Omega$

$R_5 = 3,3\text{ k}\Omega$

$R_6 = 2,7\text{ k}\Omega$

$R_7 = 1,2\text{ k}\Omega$

$R_9 = 10\text{ k}\Omega$ potenziometro trimmer $\pm 20\%$ $0,15\text{ W}$

$R_{11} = 100\text{ k}\Omega$

$R_{12} = 22\text{ k}\Omega$

$R_{13} = 2,7\text{ k}\Omega$

$R_{14} = 560\text{ k}\Omega$

$R_{15} = 470\text{ k}\Omega$

$R_{16} = 120\text{ k}\Omega$

$R_{17} = 6,8\text{ k}\Omega$

$R_{18} = 18\text{ }\Omega$

$R_{19} = 150\text{ }\Omega$

$R_{20} = 56\text{ }\Omega$

$R_{21} = 300\text{ }\Omega$ potenziometro lineare $\pm 20\%$ $0,15\text{ W}$

$R_{22} = 220\text{ }\Omega$ potenziometro trimmer $\pm 20\%$ $0,25\text{ W}$

$R_{23} = 180\text{ }\Omega$

$R_{24} = 75\text{ }\Omega$ $2 \times 150\text{ }\Omega$ in parallelo

$R_{25} = 75\text{ }\Omega$ $2 \times 150\text{ }\Omega$ in parallelo

$R_{26} = 47\text{ k}\Omega$

$R_{27} = 47\text{ k}\Omega$

$R_{28} = 3,3\text{ k}\Omega$

$R_{29} = 5,6\text{ k}\Omega$

$R_{30} = 5,6\text{ k}\Omega$

$R_{31} = 47\text{ k}\Omega$

$R_{32} = 3,3\text{ k}\Omega$

$R_{33} = 47\text{ k}\Omega$

$R_{34} = 3,3\text{ k}\Omega$

$R_{35} = 1,8\text{ k}\Omega$

$R_{36} = 68\text{ }\Omega$

$R_{37} = 330\text{ }\Omega$

$R_{38} = 1,8\text{ k}\Omega$

$R_{39} = 68\text{ }\Omega$

$R_{40} = 330 \Omega$
 $R_{41} = 5.6 k\Omega$
 $R_{42} = 5.6 k\Omega$
 $R_{43} = 5.6 k\Omega$
 $R_{44} = 5.6 k\Omega$
 $R_{45} = 18 k\Omega$
 $R_{46} = 3.3 k\Omega$
 $R_{47} = 47 k\Omega$
 $R_{48} = 3.3 k\Omega$
 $R_{49} = 2.2 k\Omega$
 $R_{51} = 1 k\Omega$
 $R_{52} = 6.8 k\Omega$
 $R_{53} = 68 k\Omega$
 $R_{54} = 10 k\Omega$
 $R_{55} = 10 k\Omega$
 $R_{56} = 100 k\Omega$
 $R_{57} = 100 k\Omega$
 $R_{58} = 470 k\Omega$

$R_{59} = 470 k\Omega$
 $R_{60} = 47 k\Omega$
 $R_{61} = 18 k\Omega$
 $R_{62} = 10 k\Omega$
 $R_{63} = 1 k\Omega$
 $R_{64} = 4.7 k\Omega$
 $R_{65} = 470 \Omega$
 $R_{66} = 33 \Omega$
 $R_{67} = 18 k\Omega$
 $R_{68} = 18 k\Omega$
 $R_{69} = 560 \Omega$
 $R_{70} = 39 k\Omega$
 $R_{71} = 1.5 k\Omega$
 $R_{72} = 22 k\Omega$
 $R_{73} = 27 k\Omega$
 $R_{74} = 12 k\Omega$
 $R_{75} = 270 \Omega$
 $R_{76} = 12 k\Omega$

$R_{77} = 27 k\Omega$
 $R_{78} = 22 k\Omega$
 $R_{79} = 1.5 k\Omega$
 $R_8 = 390 k\Omega$
 $R_{81} = 100 k\Omega$
 $R_{82} = 2.2 k\Omega$
 $R_{83} = 180 k\Omega$
 $R_{84} = 68 k\Omega$
 $R_{85} = 470 k\Omega$
 $R_{86} = 820 k\Omega$
 $R_{87} = 47 k\Omega$
 $R_{88} = 47 k\Omega$
 $R_{89} = 10 k\Omega$
 $R_{90} = 10 k\Omega$
 $R_{91} = 2.2 k\Omega$
 $R_{92} = 180 k\Omega$
 $R_{93} = 1 k\Omega$
 $R_{94} = 1.8 k\Omega$
 $R_{12a} = 47 k\Omega$

potenziometro trimmer $\pm 20\%$ 0.25 W

$C_1 = 150 pF$	40 V; $\pm 2\%$	ceramico
$C_2 = 33 pF$	40 V; $\pm 2\%$	ceramico
$C_3 = 100 nF$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere
$C_4 = 100 nF$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere
$C_5 = 100 nF$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere
$C_6 = 10 nF$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere
$C_7 = 120 pF$	40 V; $\pm 2\%$	ceramico
$C_8 = 470 nF$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere
$C_9 = 330 nF$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere
$C_{10} = 1 nF$	40 V; $\pm 20\%$ + 100 %	ceramico
$C_{11} = 100 nF$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere
$C_{12} = 270 pF$	40 V; $\pm 10\%$	ceramico
$C_{13} = 470 nF$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere
$C_{14} = 470 nF$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere
$C_{15} = 10 nF$	40 V; $\pm 20\%$ + 100 %	ceramico
$C_{16} = 470 pF$	40 V; $\pm 10\%$	ceramico
$C_{17} = 470 pF$	40 V; $\pm 10\%$	ceramico
$C_{18} = 10 nF$	40 V; $\pm 20\%$ + 100 %	ceramico
$C_{19} = 220 pF$	40 V; $\pm 10\%$	ceramico
$C_{20} = 1 nF$	40 V; $\pm 20\%$ + 100 %	ceramico
$C_{21} = 1 nF$	40 V; $\pm 20\%$ + 100 %	ceramico
$C_{22} = 10 nF$	40 V; $\pm 20\%$ + 100 %	ceramico
$C_{23} = 100 nF$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere
$C_{24} = 10 nF$	40 V; $\pm 20\%$ + 100 %	ceramico
$C_{25} = 100 nF$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere
$C_{26} = 180 pF$	500 V; $\pm 5\%$	mica
$C_{27} = 33 pF$	40 V; $\pm 2\%$	ceramico
$C_{28} = 180 pF$	500 V; $\pm 5\%$	mica
$C_{29} = 27 pF$	40 V; $\pm 2\%$	ceramico
$C_{30} = 27 pF$	40 V; $\pm 2\%$	ceramico
$C_{31} = 27 pF$	40 V; $\pm 2\%$	ceramico
$C_{32} = 27 pF$	40 V; $\pm 2\%$	ceramico
$C_{33} = 100 nF$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere
$C_{35} = 100 nF$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere

$C_{36} = 330 pF$	40 V; $\pm 10\%$	ceramico
$C_{37} = 820 pF$	500 V; $\pm 20\%$ + 50 %	ceramico
$C_{38} = 1 \mu F$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere
$C_{39} = 1 nF$	500 V; $\pm 20\%$ + 50 %	ceramico
$C_{40} = 1 nF$	500 V; $\pm 20\%$ + 50 %	ceramico
$C_{41} = 1 nF$	500 V; $\pm 20\%$ + 50 %	ceramico
$C_{42} = 1 nF$	500 V; $\pm 20\%$ + 50 %	ceramico
$C_{43} = 5.6 nF$	63 V; $\pm 10\%$	polistirene
$C_{44} = 150 nF$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere
$C_{45} = 100 nF$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere
$C_{46} = 5.6 nF$	63 V; $\pm 10\%$	polistirene
$C_{47} = 10 nF$	40 V; $\pm 20\%$ + 100 %	ceramico
$C_{48} = 1 \mu F$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere
$C_{49} = 25 pF$	500 V; $\pm 20\%$	trimmer in aria
$C_{50} = 2.2 nF$	63 V; $\pm 10\%$	polistirene
$C_{51} = 56 pF$	500 V; $\pm 5\%$	ceramico
$C_{52} = 120 pF$	500 V; $\pm 5\%$	ceramico
$C_{53} = 470 pF$	40 V; $\pm 10\%$	ceramico
$C_{54} = 220 pF$	40 V; $\pm 10\%$	ceramico
$C_{55} = 10 \mu F$	25 V; $\pm 10\%$ + 50 %	elettrolitico
$C_{56} = 220 pF$	40 V; $\pm 10\%$	ceramico
$C_{57} = 470 pF$	40 V; $\pm 10\%$	ceramico
$C_{58} = 8.2 nF$	63 V; $\pm 5\%$	polistirene
$C_{59} = 100 nF$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere
$C_{60} = 220 pF$	40 V; $\pm 10\%$	ceramico
$C_{61} = 680 pF$	40 V; $\pm 10\%$	ceramico
$C_{62} = 10 nF$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere
$C_{63} = 100 nF$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere
$C_{64} = 100 nF$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere
$C_{65} = 270 pF$	500 V; $\pm 20\%$	ceramico
$C_{66} = 470 nF$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere
$C_{67} = 1 \mu F$	250 V; $\pm 20\%$	poliestere

(da « A. L. Philips » Sidler/Versteeg)

